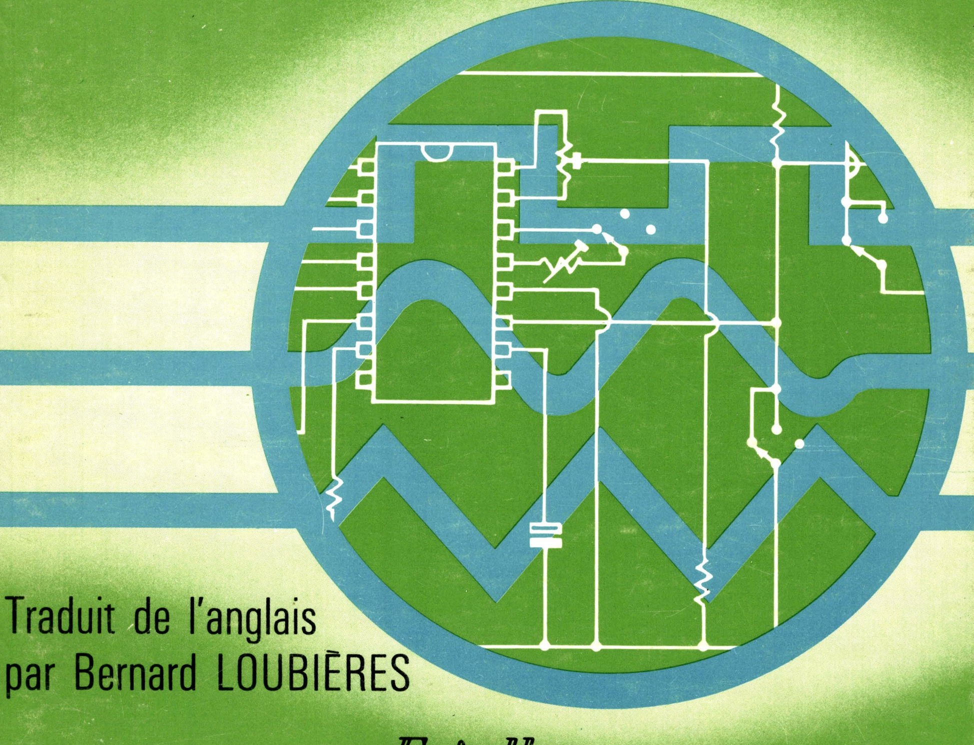
Raymond M. MARSTON

110 études pratiques de générateurs de signaux



Traduit de l'anglais
par Bernard LOUBIÈRES

Eyrolles
EDITEUR-PARIS

110 ÉTUDES PRATIQUES DE GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX

L4a

Collection techniciens EEA
électronique, électrotechnique, automatique.
A l'usage de l'Enseignement Secondaire : Lycées Techniques et Formation permanente.

Électronique de base, par Francis Milsant.

Tome I – Composants électroniques, classes de première F2, F3, F5 (1979)
Tome II – Fonctions fondamentales, classes terminales F2, F3, (1979).

110 Études pratiques de l'amplificateur opérationnel, par R. Marston, traduit de l'anglais par Francis Milsant (1977).

110 Études Pratiques à thyristors et triacs, par R. Marston, traduit de l'anglais par Francis Milsant (1979).

110 Études Pratiques à semiconducteurs, par R. Marston, traduit de l'anglais par Bernard Loubières (1979).

Circuits intégrés (Questions et réponses) par R.G. Hibberd, traduit de l'anglais par B. Loubières (1979).

En préparation :

Électronique de base par Francis Milsant.
Tome III – Réaction, amplification, oscillation : classe terminale F2.

Traduction autorisée de l'ouvrage anglais
110 Waveform generator projects
for the home constructor
Butterworth & Co (Publishers) ltd
London : 88 Kingsway, WC 2B 6AB

COLLECTION TECHNICIENS EEA
sous la direction de Francis MILSANT

110 ÉTUDES PRATIQUES DE GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX

par

Raymond M. MARSTON

TRADUIT DE L'ANGLAIS
par **Bernard LOUBIÈRES**
Ingénieur des Arts et Manufactures

EDITIONS EYROLLES
61, boulevard Saint-Germain - 75005 Paris
1980

AVANT PROPOS

Les générateurs de signaux ont pour but de fournir, suivant leur conception, des tensions de sortie en forme de sinusoïde, de carré, de triangle, de dent de scie, des impulsions, des marches d'escaliers et bien d'autres formes d'ondes selon les besoins de l'utilisateur. Les signaux obtenus peuvent être non modulés ou modulés, de forme fixe ou variable. On réalise ces générateurs au moyen de transistors, d'amplificateurs opérationnels ou de circuits intégrés digitaux; ils peuvent enfin occuper le volume d'un seul circuit intégré lorsqu'ils ne délivrent qu'un seul type invariable de signal, ce qui leur vaut le nom de générateurs de fonctions.

Cet ouvrage décrit la réalisation de 110 circuits électroniques de types divers qui ont tous été réalisés par l'auteur, circuits dont les performances ont été soigneusement vérifiées. Le principe du fonctionnement de chaque montage est brièvement exposé avec cependant toute la précision nécessaire, et des conseils de réalisations sont donnés quand cela s'avère opportun. Cet ouvrage intéressera – comme les autres « Études pratiques » de cette série – aussi bien l'élève ingénieur que le technicien de métier.

Les caractéristiques et le brochage relatifs aux semiconducteurs utilisés sont détaillés en Annexe 1. Tous ces semiconducteurs sont disponibles sur le marché européen.

L'Annexe 2 comporte des abaques qui permettent aux lecteurs d'adapter les montages présentés ici à leurs besoins particuliers (modification des paramètres de fonctionnement).

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE PREMIER

GÉNÉRATEURS DE SIGNAL SINUSOÏDAL

Le signal sinusoïdal est très utilisé en électronique, en raison de son importance théorique fondamentale. On peut engendrer une sinusoïde au moyen d'oscillateurs adaptés à cette fonction ou en synthétisant ce signal à partir de signaux triangulaires ou carrés que l'on a filtrés (élimination des harmoniques). Nous allons étudier ces deux méthodes dans ce premier chapitre en insistant cependant sur les oscillateurs, deux montages sur quinze étant consacrés à la méthode par filtrage.

CIRCUITS A OSCILLATEURS RC

La figure 1.1 montre les deux conditions à satisfaire pour faire fonctionner un oscillateur sinusoïdal. On doit tout d'abord reboucler la sortie d'un amplificateur (A1) sur son entrée au moyen d'un réseau sélectif en fréquence (A2) de façon que la somme des déphasages induits par l'amplificateur et par le réseau soit nulle ou égale à 360°. Si, par exemple, on utilise un amplificateur à transistor dont le déphasage est 180°, un réseau déphaseur de 180° connecté sur sa sortie permettra de remplir la condition énoncée, en ramenant de l'énergie « en phase » sur l'entrée de l'amplificateur.

On doit ensuite donner à l'amplificateur un gain qui compense exactement les pertes du réseau de bouclage – ou plus simplement de la boucle. Autrement dit, on doit assurer la condition $A_1 \times A_2 = 1$, A_1 et A_2 étant respectivement le gain de l'amplificateur et l'atté-

nuation du réseau sélectif en fréquence. Si cette condition n'est pas respectée, aucune oscillation ne peut exister pour des valeurs du produit $A_1.A_2 < 1$, tandis que, pour les valeurs supérieures à 1, le signal obtenu présente des distorsions dues à la saturation de l'amplificateur.

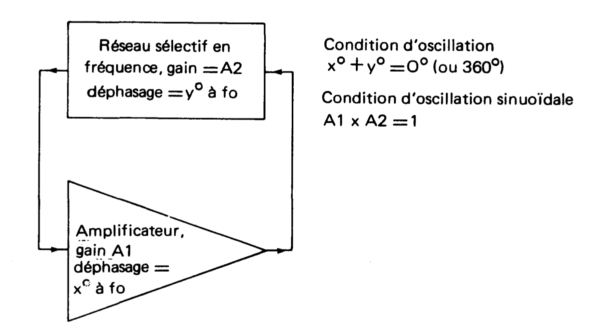


Fig. 1.1. Schéma de principe d'un oscillateur et conditions nécessaires à son fonctionnement.

Le réseau sélectif en fréquence que l'on utilise généralement consiste en un filtre RC ou LC. La figure 1.2a montre l'agencement d'un générateur des plus élémentaires faisant partie de la famille; il s'agit d'un oscillateur à déphasage.

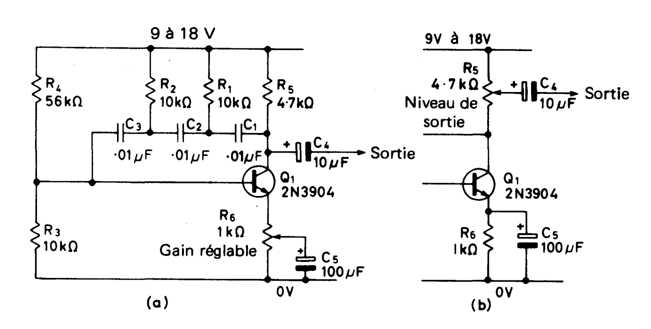


Fig. 1.2. Oscillateur 800 Hz à déphasage
a) montage de base, b) étage tampon de sortie

Le signal de sortie de l'amplificateur, prélevé sur le collecteur du transistor amplificateur est ramené sur son entrée (base) via un réseau échelle RC à trois étages, C_1 R_1, C_2R_2, C_3R_3. Chaque cellule RC produit un déphasage élémentaire dépendant de la fréquence de fonctionnement et des valeurs de R et de C; le déphasage maximum est de 90°. Dans le cas du réseau échelle qui nous occupe ici, et si l'on fait $R_1 = R_2 = R_3$, $C_1 = C_2 = C_3$, on obtient un déphasage total de 180° pour une fréquence de fonctionnement approximativement égale à 1/1,4 RC. Comme l'amplificateur utilisé (émetteur commun) déphase déjà de 180°, le générateur décrit fonctionne à une fréquence voisine de 1/1,4 RC.

Le réseau échelle, quant à lui, atténue le signal d'un facteur 29, le transistor utilisé comme amplificateur (Q_1) devra donc présenter un gain élevé pour compenser cette atténuation.

Lorsqu'on emploie un tel générateur, il faut ajuster soigneusement R_6 jusqu'à ce que le circuit « accroche » et commence tout juste à osciller. Dans ces conditions, ce générateur délivre un signal sinusoïdal relativement correct. R_6 doit cependant être souvent retouchée si l'on veut assurer une pureté spectrale satisfaisante du signal produit. Ce générateur, en effet, ne présente dans sa conception aucune garantie quant à sa stabilité de gain.

L'avantage fondamental de ce genre de circuit est son prix très réduit, tandis que son défaut le plus grave, comme nous venons de le voir, est son instabilité. On l'utilise donc en général avec une valeur de gain un peu forte – ce qui entretient l'oscillation – tout en acceptant un peu de distorsion, pour fournir des signaux sinusoïdaux basse fréquence de valeur fixe. La figure 1.2b montre une amélioration du circuit 1.2a, l'amplitude du signal de sortie pouvant être réglée par le potentiomètre R_5.

Une variante de l'oscillateur RC peut être obtenue en câblant un réseau double-T, accordé avec soin, entre la sortie et l'entrée d'un amplificateur, comme le montre la figure 1.3. L'amplificateur est un 741 monté en inverseur, et le filtre double-T se compose de $R_1 - R_2 - R_3 - R_4$ et $C_1 - C_2 - C_3$.

Le double-T doit être réglé de façon à assurer les conditions
$R_1 = R_2 = 2(R_3 + R_4)$
$C_1 = C_2 = C_3/2$

Lorsque cet équilibrage du réseau est effectif, celui-ci fonctionne en rejecteur de fréquence dont l'atténuation « infinie » se

produit pour $f_0 = 1/6{,}28R_1C_1$ (voir abaques des figures 8.2 et 8.3), les autres fréquences étant peu atténuées. Lorsque ce réseau est imparfaitement équilibré il délivre un signal faiblement atténué à la fréquence f_0, et le déphasage entre sortie et entrée dépend du « sens » du déséquilibre. Si la valeur de $(R_3 + R_4)$ est faible, le déphasage est de 180°, si cette valeur $(R_3 + R_4)$ est, au contraire, trop forte, le déphasage est nul, ceci bien entendu à la fréquence f_0. Dans ces deux cas, le déphasage dépend de la fréquence de fonctionnement, si elle diffère de f_0, et varie très rapidement quand on explore un faible domaine autour de f_0.

On peut donc utiliser le double-T en circuit déphaseur associé à un amplificateur dont le gain compensera l'atténuation à la fréquence de fonctionnement. La valeur de $R_3 + R_4$ sera réglée de façon à compléter à 360° ou à zéro le déphasage de l'amplificateur associé qui peut être indifféremment de type inverseur ou non inverseur. Notons que ce circuit présente une excellente stabilité en fréquence par suite de la très grande sensibilité de phase du réseau en double-T aux variations de fréquence autour de la fréquence f_0.

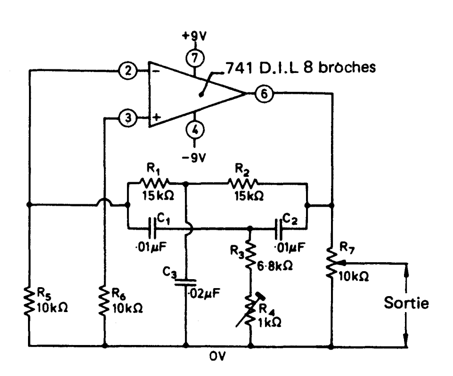


Fig. 1.3. Oscillateur 1 kHz à T ponté

Le montage présenté sur la figure 1.3 est un excellent générateur de test fonctionnant à 1 kHz. Sa tension de sortie est réglable de zéro à 5 Veff au moyen du potentiomètre R_7. R_4 doit être ajusté pendant le fonctionnement afin de maintenir l'oscillation à sa limite d'accrochage; on maintient ainsi le taux de distorsion harmo-

nique total à moins de 1%. Ce circuit présente l'avantage d'un auto-ajustement de gain dû à la non linéarité progressive de l'amplificateur opérationnel lorsque le signal de sortie atteint son maximum d'amplitude (écrêtage).

La figure 1.4 représente un schéma prévu pour obtenir un gain variable (oscillateur 1 kHz). On monte une diode au silicium D_1 entre la sortie (potentiomètre R_7) et l'entrée de l'amplificateur. Cette diode conduit dès que la tension à ses bornes dépasse quelque centaines de millivolts, ce qui limite l'amplitude de sortie de l'amplificateur.

Pour régler ce dispositif, on part de la valeur minimum de R_7 (curseur côté sortie (6)). On règle R_4 pour obtenir l'oscillation minimale. La sinusoïde obtenue présente une amplitude de 500 mV environ (crête à crête) soit 170 mVeff. R_7 permet alors de régler l'amplitude du signal entre 170 mV et 3 Veff.

Les figures 1.3 et 1.4 présentent d'excellents montages de générateurs de sinusoïde à fréquence fixe, il est en effet difficile de faire varier leur fréquence de fonctionnement car il faudrait pouvoir régler simultanément trois ou quatre composants du réseau en double-T. Il vaut mieux utiliser un schéma particulier appelé pont de Wien à circuit RC sélectif en fréquence assurant la réaction entre la sortie et l'entrée d'un amplificateur non inverseur. La figure 1.5 représente ce montage fonctionnant de 150 Hz à 1,5 kHz.

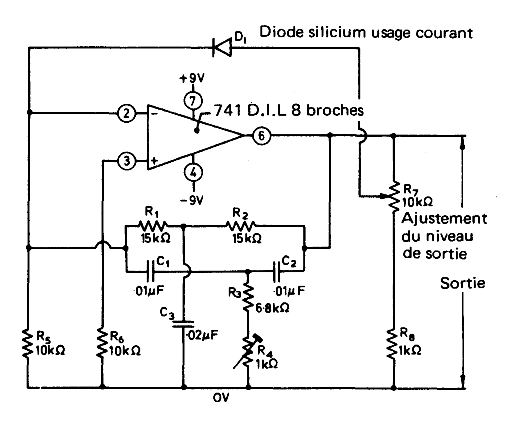


Fig. 1.4. Oscillateur 1 kHz à T ponté, régulé par diode

Le pont de Wien se compose d'un réseau série $C_1 - R_1 - R_2$ et d'un réseau parallèle $C_2 - R_3 - R_4$ connectés en série. L'entrée du réseau se fait entre la masse et le point chaud de C_1, tandis que la sortie se fait entre la masse et le point chaud de C_2. La particularité présentée par le pont de Wïen est que le déphasage entre son entrée et sa sortie varie entre −90° et +90° et passe par zéro à une fréquence « centrale » bien précise.

Le pont de Wien est le plus souvent symétrique, comme le montre la figure 1.5; cela est caractérisé par $C_1 = C_2 = C$ et $R_1 + R_2 = R_3 + R_4 = R$; dans ce cas, la fréquence centrale est définie par f = 1/6,28 RC (voir abaques 8.2 et 8.3). Le réseau présente une atténuation de 3 à cette fréquence. On peut donc réaliser un oscillateur à fréquence variable en connectant entre la sortie et l'entrée du pont de Wien un amplificateur non inverseur dont le gain compense l'atténuation du pont de Wien. Le circuit représenté sur la figure 1.5 est muni d'un contrôle automatique de gain

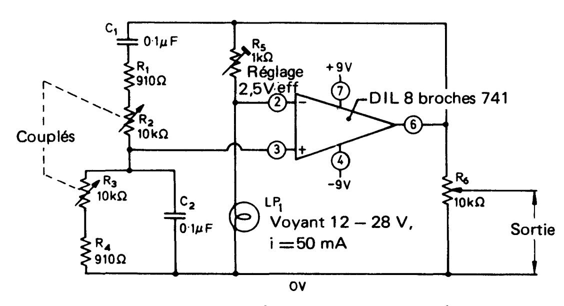


Fig. 1.5. Oscillateur à double T 150 Hz à 1 kHz

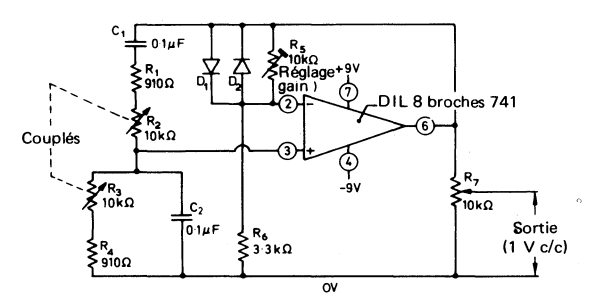
constitué d'une résistance R_5 montée en série avec une lampe LP1; cet ensemble fonctionne en diviseur de potentiel auto-adaptatif assurant un gain (amplificateur compris) de trois. Le voyant utilisé peut être quelconque, 12 ou 28 V avec un débit inférieur à 50 mA. Lorsque le circuit est réglé correctement, le signal de sortie est sinusoïdal à 0,1 % de distorsion près, et la consommation globale du circuit est de 6 mA. Le seul réglage consiste à ajuster R_5 de façon à obtenir 2,5 Veff en sortie, lorsque R_6 est à son maximum.

Les figures 1.6 à 1.9 donnent des variantes du circuit de base à pont de Wien de la figure 1.5. Les circuits 1.6 et 1.7 font appel à

des diodes tête-bêche ou Zeners pour obtenir un contrôle automatique du gain. Ces deux circuits délivrent une sinusoïde légèrement distordue (1 à 2 %), mais offrent l'avantage considérable d'éviter toutes les bosses qui apparaissent lorsqu'on explore le domaine de fréquence d'un circuit à fréquence variable. L'amplitude crête-crête du signal de sortie est de l'ordre de deux fois la tension de claquage des composants de régulation utilisés.

Dans le cas de la figure 1.6, les diodes commencent à conduire à partir d'un seuil de 500 mV. La tension de sortie est de l'ordre de 1 V. Le circuit 1.7 comporte des diodes Zeners ZD_1 et ZD_2 montées en opposition, dont la tension de claquage est élevée : 5,6 V. La tension de sortie maximum peut alors atteindre environ 12 V. Chacun de ces circuits est réglé en ajustant son gain à la valeur maximum pour laquelle l'oscillation ne décroche en aucun point de sa gamme de fréquence.

Cette gamme peut être modifiée en changeant les valeurs de C_1 et C_2 si on le désire. La fréquence maximum des montages décrits ici est limitée à 25 kHz du fait des limitations en vitesse de basculement de l'amplificateur 741.



Nota : D1, D2 : diodes courantes silicium

Fig. 1.6. Oscillateur à pont de Wien, 150 Hz – 1,5 kHz régulé par diodes Zener

La figure 1.8 montre le circuit d'un oscillateur à pont de Wïen à fréquence fixe (1 kHz) qui n'utilise qu'une alimentation au lieu de deux pour l'amplificateur 741. R_7 et R_8 jouent le rôle de diviseur de tension, afin de fournir une alimentation « moitié » découplée par C_3. R_3 et R_4 étant hors circuit, la fréquence de fonctionnement est de l'ordre de 1 kHz; R_3 et R_4 ont pour rôle de shunter la

branche R du pont de Wien est de ramener la fréquence d'oscillation à 1 kHz exactement. Si nécessaire, R_3 peut être augmentée ou diminuée de façon à rattraper les écarts de tolérance des capacités d'accord et à se centrer sur 1 kHz.

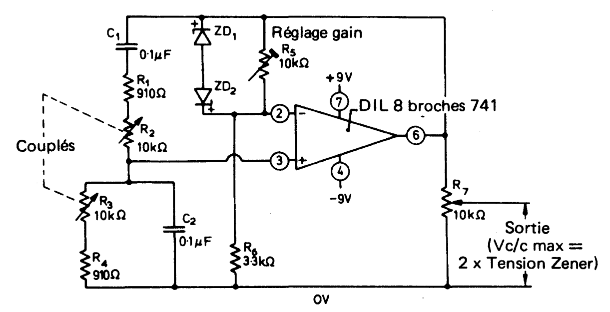


Fig. 1.7. Oscillateur à pont de Wien, 150 Hz – 1,5 kHz, régulé par diodes zener

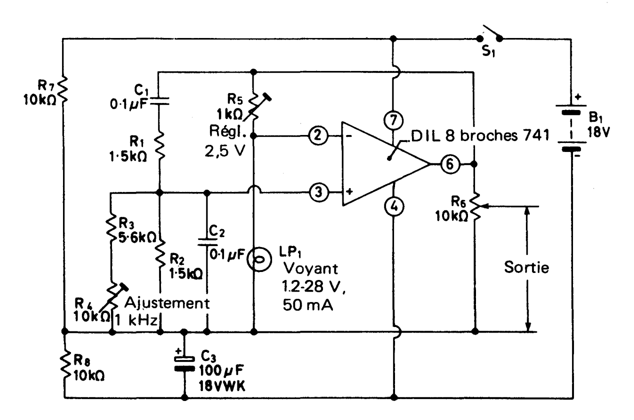


Fig. 1.8. Oscillateur à pont de Wien, monoalimentation, 1 kHz

Enfin la figure 1.9 représente un circuit très utile pour obtenir des signaux sinusoïdaux dont la fréquence varie de 15 Hz à 15 kHz

en trois décades. Cet oscillateur utilise un pont de Wien, une régulation de gain à diodes Zeners et le niveau de sortie peut être modifié par commutateur et potentiomètre.

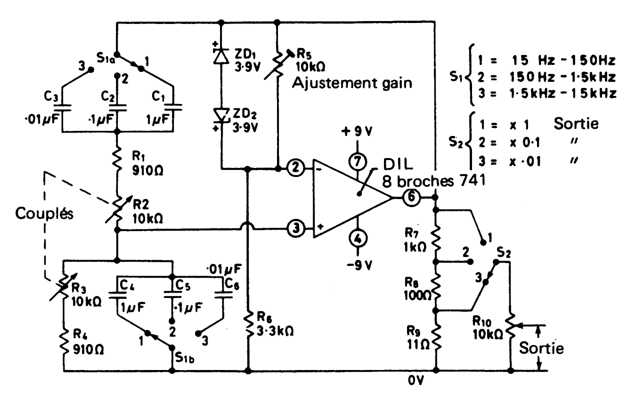


Fig. 1.9. Oscillateur à pont de Wien à 3 décades, 15 Hz – 15 kHz

OSCILLATEURS LC

Les oscillateurs RC sont très utiles pour obtenir des signaux sinusoïdaux variant de quelques hertzs à plusieurs dizaines ou centaines de kilohertzs. Les oscillateurs LC couvrent les fréquences s'étendant de quelques dizaines de kilohertz jusqu'aux centaines de mégahertzs. La figure 1.10 montre le principe de base de l'oscillateur Hartley, considéré comme fondamental dans ce domaine. Les autres oscillateurs tels que le Colpitts ou le Gouriet dérivent en fait du circuit Hartley.

Le circuit de la figure 1.10 fonctionne comme suit : le courant collecteur du transistor Q_1 est prélevé sur une prise située au 1/5 de la self-induction accordée qui lui sert de charge, du côté opposé au collecteur. Cette self-induction fonctionne en autotransformateur, et la tension apparaissant au sommet de la self est déphasée de 180° par rapport à la tension existant sur le collecteur. La capacité C_1 reporte cette tension sur la base du transistor Q_1 (« entrée » de l'oscillateur).

La capacité C accorde le circuit oscillant self + capacité chargeant le collecteur de Q_1. A la résonance, un tel circuit présente un déphasage nul entre la tension à ses bornes et le courant qui le parcourt, la fréquence correspondante étant donnée par $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$ (voir abaques 8.4 et 8.5).

Pour cette seule fréquence, la tension et le courant sont en phase aux bornes de Q_1 ; l'amplificateur à transistor Q_1 déphase déjà de 180° le signal appliqué sur la base; l'auto-transformateur rajoute 180° à ce déphasage, et le signal ramené sur la base du transistor a bien « tourné » de 360°. Le circuit oscille donc à la fréquence de résonance du circuit LC, pour autant que le gain du transistor compense les pertes de ce circuit, ce qui est facile à obtenir.

Il faut noter que l'oscillateur à circuit LC ne nécessite aucun système d'auto-régulation du gain pour assurer la pureté spectrale du signal produit. Habituellement, la surtension Q du circuit assure cette pureté spectrale, même lorsque le gain du transistor présente une valeur trop élevée.

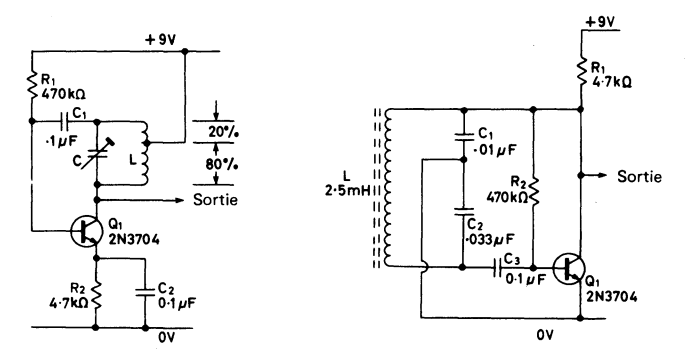


Fig. 1.10. Oscillateur Hartley

Fig. 1.11. Oscillateur Colpitts 37 kHz

On notera que le fonctionnement correct de l'oscillateur dépend du choix judicieux de la prise d'alimentation 9 volts sur la self-induction, afin que celle-ci fonctionne en auto-transformateur; on peut modifier ce schéma et prélever la tension de retour sur un diviseur capacitif monté en parallèle sur la self-induction; on obtient ainsi l'oscillateur Colpitts, représenté sur la figure 1.11.

Avec les valeurs données aux composants, on obtient une fréquence d'oscillation de 37 kHz.

On remarquera que dans le Colpitts, la capacité C_1 est en parallèle sur la capacitance de sortie du transistor Q_1, tandis que C_2 est en parallèle sur la capacitance d'entrée de Q_1. En conséquence, des modifications de ces paramètres du transistor entraînent une dérive en fréquence qui peut être réduite à une valeur acceptable en donnant à C_1 et C_2 des valeurs assez grandes vis-à-vis des capacitances d'entrée et de sortie de Q_1.

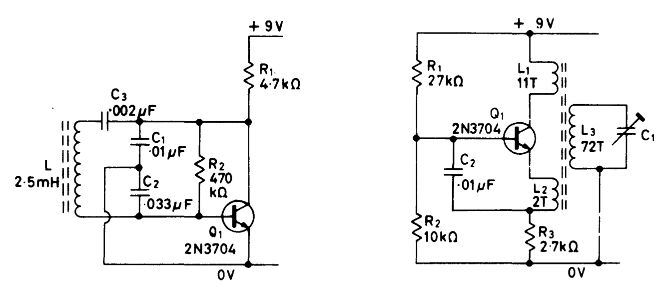


Fig. 1.12. Oscillateur 80 kHz Clapp-Gouriet   Fig. 1.13. Oscillateur Reinartz

La figure 1.12 montre une variante du Colpitts, connue sous le nom de Clapp ou Gouriet. Dans ce montage on prévoit une capacité supplémentaire C_3 qui est connectée en série avec la sef-induction L du circuit accordé et présente une valeur faible vis-à-vis de C_1 et C_2. La fréquence de fonctionnement est donc déterminée essentiellement par les valeurs de L et C_3, et reste indépendante des variations des capacitances du transistor. Les valeurs des composants données ici conduisent à une fréquence de 80 kHz environ.

Les formules permettant de calculer la fréquence d'oscillation des circuits 1.11 et 1.12 sont les mêmes que dans le cas du circuit 1.10; il faut prendre cependant pour valeur de C la combinaison série $C_1 - C_2$ dans le cas 1.11, et la combinaison parallèle $C_1 - C_2, C_3$ dans le cas 1.12.

La figure 1.13 montre l'oscillateur Reinartz, caractérisé par l'existence de trois enroulement couplés inductivement en tant que circuit d'accord. La réaction positive entre collecteur et base du transistor est obtenue par couplage de L_1 et L_2. Ces deux enroule-

ment sont eux-mêmes couplés avec une troisième self L_3 qui a pour rôle, avec C_1, de déterminer la fréquence d'oscillation du circuit. Les valeurs données aux enroulements (nombre de tours) permettent d'obtenir une oscillation à quelques centaines de kilohertzs.

GÉNÉRATEUR SINUSOIDAL A CIRCUIT INTÉGRÉ

De nombreux fabricants de circuits intégrés proposent sur le marché des composants permettant de délivrer des signaux sinusoïdaux de base ou de moyenne fréquence. Ces circuits créent une sinusoïde par synthèse à partir d'oscillations triangles (générateur RC) modifiées par un amplificateur non linéaire ou une matrice de diodes. L'un de ces circuits intégrés, le XR2206 de chez Exar Integrated systems Inc. of America est bien adapté à cette fonction.

Les détails relatifs à ce circuit sont brièvement exposés en Annexe 1. Pour l'instant, il nous suffit de savoir que ce circuit permet d'obtenir des signaux sinusoïdaux de bonne qualité, depuis quelques hertzs jusqu'à quelques centaines de kilohertzs; la fréquence d'oscillation en est déterminée par des réseaux RC. La distortion harmonique totale obtenue ne dépasse pas 0,5 %. L'alimentation de ce circuit intégré peut se faire en simple : +10, +26 V, ou en double : ±5 V, ±13 V.

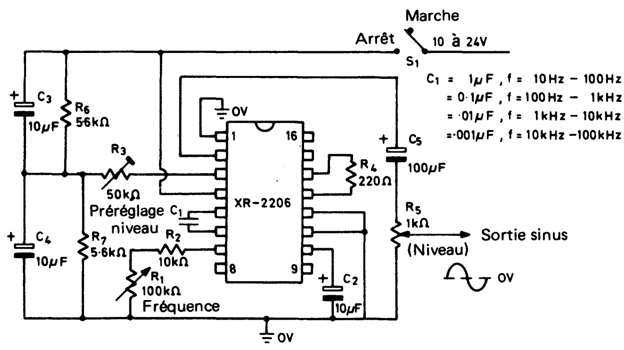


Fig. 1.14. Générateur sinusoïdal à une seule alimentation à circuit intégré

La figure 1.14 montre un circuit utilisant un XR2206 en générateur sinus à fréquence variable à alimentation simple. La fréquence est inversement proportionnelle aux valeurs de C_1 et R_1R_2 et peut varier de 10 Hz à 100 kHz en quatre décades, avec les valeurs de C_1 données sur la figure. L'amplitude du signal de sortie peut être réglée de 0 à son maximum au moyen du potentiomètre R_5. La distortion harmonique totale de ce montage ne dépasse pas 2,5 %.

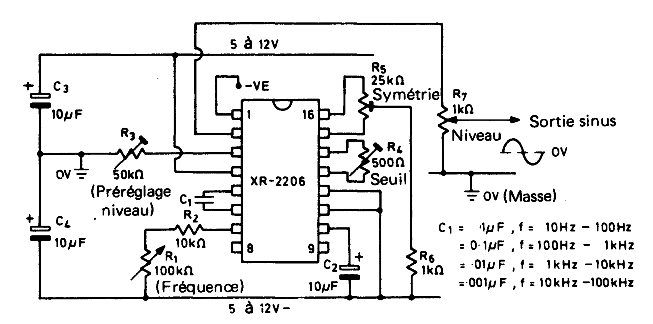


Fig. 1.15. Générateur sinusoïdal de qualité à circuit intégré et alimentation double

La figure 1.15 montre une variante du montage précédent, fonctionnant sur alimentation double. La distorsion harmonique totale est réduite à 0,5 % en ajustant R_4 et R_5 une fois pour toute, lors de la réalisation du générateur.

On notera que le maximum du signal de sortie peut être préajusté via R_3; en limitant ce maximum à 2 Veff, on maintient la distorsion au niveau annoncé précédemment.

CHAPITRE II

GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS ET DE SIGNAUX CARRÉS

Les signaux carrés et impulsionnels sont les plus simples à obtenir, surtout aux fréquences peu élevées. On peut les engendrer par « transformation » de signaux classiques ou utiliser des circuits intégrés particuliers. Dans ce chapitre, une trentaine de ces générateurs sont présentés à l'amateur.

CIRCUITS CONVERTISSEURS SINUS-CRÉNEAU

Un signal tel que le sinus peut être aisément converti en créneau au moyen d'un trigger de Schmitt. La figure 2.1. donne un exemple de montage appliquant ce procédé. Le trigger réclame un signal d'entrée de 0,5 Veff ou plus pour basculer. La symétrie du créneau de sortie dépend de l'amplitude du signal d'entrée sinusoïdal. On règle cette symétrie au moyen de la résistance R_1. Ce circuit est un excellent convertisseur sinus-créneau jusqu'à quelques centaines de kilohertzs. Le temps de montée (basculement du trigger) est de l'ordre d'une fraction de microseconde, si la sortie n'est pas trop chargée.

Une version en circuit intégré COSMOS de ce convertisseur sinus-carré apparaît sur la figure 2.2. Il s'agit d'un CD4093 à quatre portes NAND à double entrée. Une seule des quatre portes est utilisée, les autres ayant leurs entrées à la masse.

Le circuit 2.2. présente une excellente stabilité; le temps de montée, comme le temps de descente, sont inférieurs à 100 ns sur

une charge de 50pF. La sensibilité au basculement du circuit dépend de la tension d'alimentation utilisée. Elle est de l'ordre

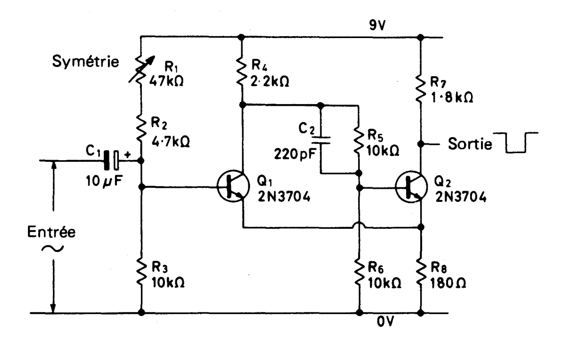


Fig. 2.1. Convertisseur de Schmitt sinus/carré

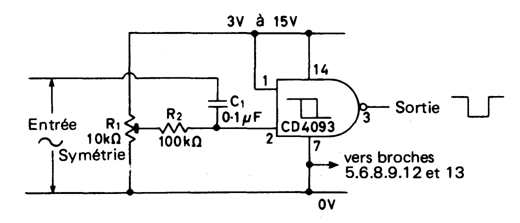


Fig. 2.2. Convertisseur sinus/carré COS MOS

de 0,6 V crête-crête sur une alimentation 5 V et 1,7 V crête-crête sur alimentation 10 V. L'impédance d'entrée du circuit est de 100 kΩ. Le réglage de R_1 doit permettre d'obtenir une bonne symétrie du signal carré fourni par le circuit.

CIRCUITS MULTIVIBRATEURS ASTABLES A TRANSISTORS

Des signaux répétitifs de forme carrée ou rectangulaire peuvent être obtenus directement de plusieurs façons. Le multivibrateur astable à transistor permet de résoudre ce problème de manière

simple. La figure 2.3 représente un auto-oscillateur (commutateur à relaxation) pour lequel les périodes d'ouverture et de fermeture sont définies par deux circuits R_1-C_1, R_2-C_2. Si les constantes de temps R_1C_1 et R_2C_2 sont égales, ($C_1 = C_2$, $R_1 = R_2$) on obtient un générateur de signal carré qui fonctionne à la fréquence de $1/1{,}4\ R_1C_1$ (voir abaque 8.6). La fréquence de fonctionnement peut ainsi être diminuée en augmentant les valeurs de C_1C_2 ou R_1, R_2 et, réciproquement, augmentée en diminuant les valeurs.

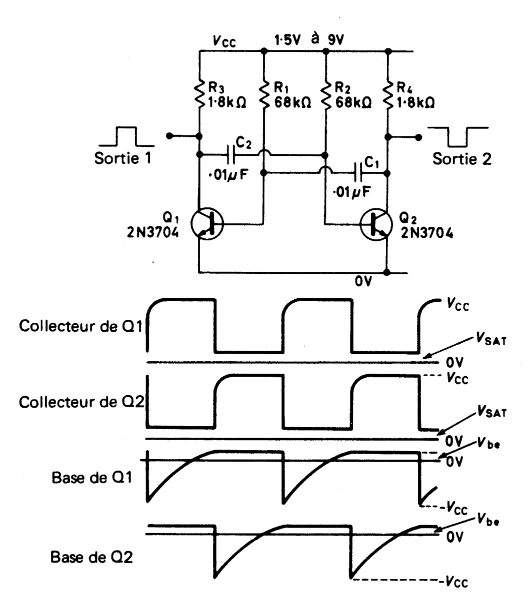


Fig. 2.3. Circuit et formes des signaux du multivibrateur astable 1 kHz

On peut obtenir une fréquence continûment variable au moyen de deux potentiomètres à axe commun (en série avec des résistances « talons » de 10 kΩ) en lieu et place de R_1-R_2. On peut synchroniser le signal obtenu par un signal extérieur de fréquence légèrement différente en injectant une fraction de signal de synchronisation en un point du circuit RC.

La sortie peut être prélevée sur l'un quelconque des collecteurs des transistors Q_1 et Q_2, les signaux de sortie étant en opposition de phase. La fréquence de fonctionnement est relativement indépendante de la tension d'alimentation dans la gamme 1,5 V à 9 V. La valeur supérieure est limitée par la tension inverse entre base et émetteur que peuvent supporter les transistors sans claquage. En effet, lors de la commutation de chacun des transistors, la base se trouve polarisée en inverse à la tension d'alimentation. Cet inconvénient peut être évité en modifiant le circuit suivant la figure 2.4.

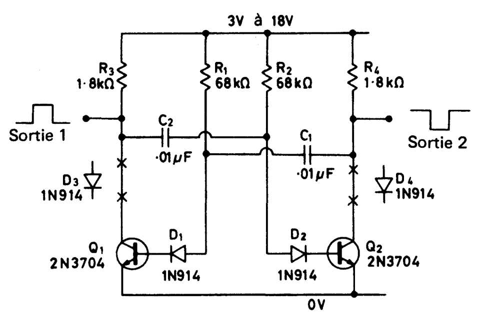


Fig. 2.4. Multivibrateur astable 1 kHz à correction de fréquence

On monte une diode silicium en série dans le circuit de base du transistor ce qui reporte la tension de claquage base-émetteur à une valeur supérieure à la tension de claquage de la diode. Le circuit 2.4 peut être utilisé avec une alimentation de 3 à 18 V; la fréquence de fonctionnement varie de 2 % seulement lorsque l'alimentation passe de 6 V à 18 V.

La stabilité en fréquence peut être encore améliorée, si nécessaire, en montant des diodes dans les circuits collecteurs des transistors comme le montre le schéma 2.4. Dans les mêmes conditions (alim. variant de 6 à 18 V) la fréquence ne varie que de 0,5 %. L'effet des diodes ainsi ajoutées est de reporter la tension effective de basculement (transistor + diode) en entrée. Dans le cas idéal, si ces deux tensions sont parfaitement égales, la fréquence ne varie plus du tout lorsque l'alimentation passe de 6 V à 18 V.

Les extrémités des courbes montantes des deux circuits astables des figures 2.3 et 2.4 sont légèrement arrondies. Cela dépend de la valeur de R_1-R_2 par rapport à R_3-R_4. Pour les valeurs faibles, ce défaut sera particulièrement prononcé; pour les valeurs fortes, au contraire, le résultat est plus satisfaisant. Les valeurs maximum de R_1-R_2 dépendent du gain en courant des transistors; cette limite est donnée par $h_{FE} \times R_3$ (ou R_4). Supposons que h_{FE} vaille 90 (2N3704), la valeur maximum de $R_1 = R_2$ est de 162 kΩ.

Les circuits 2.3 et 2.4 peuvent être grandement améliorés en utilisant des transistors montés en Darlington à la place de Q_1 et Q_2 comme le montre la figure 2.5 qui représente un multivibrateur astable à longue période. R_1 et R_2 peuvent prendre des valeurs de 10 kΩ à 12 MΩ et le circuit peut être alimenté sous 3 V à 18 V. Les valeurs données ici à R_1 et R_2 assurent une période égale à une seconde par microfarad de C_1 (ou C_2 s'il est égal à C_1).

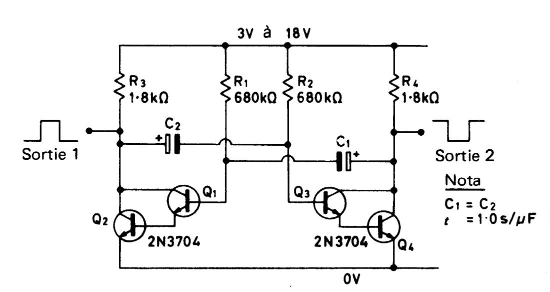


Fig. 2.5. Multivibrateur astable à transistor à longue période

L'attaque du signal fourni par les circuits 2.3, 2.4 est avachie parce que le transistor ne peut immédiatement acquérir un potentiel de collecteur égal à l'alimentation, du fait que la capacité de liaison qui lui est connectée met un certain temps à se charger. Cet inconvénient est facilement éliminé en coupant la liaison entre cette capacité et le collecteur par une diode au moment de la commutation. Les constantes de temps du circuit sont essentiellement déterminées par C_1-R_1 et C_2-R_2, les charges collecteur de Q_1 et Q_2 sont égales aux résistances en parallèle, R_3-R_4 et R_5-R_6.

Le fonctionnement de ce multivibrateur astable repose sur le léger déséquilibre des caractéristiques du transistor, ce qui provoque

le basculement de l'un d'entre eux lorsque l'alimentation est appliquée au circuit. Si l'on appliquait progressivement la tension d'alimentation, les deux transistors entreraient en conduction simultanément et aucune oscillation n'apparaîtrait. On peut éviter cette situation au moyen d'un circuit dans lequel les résistances définissant la constante de temps du circuit sont reliées aux collecteurs de façon qu'un seul transistor à la fois puisse commuter.

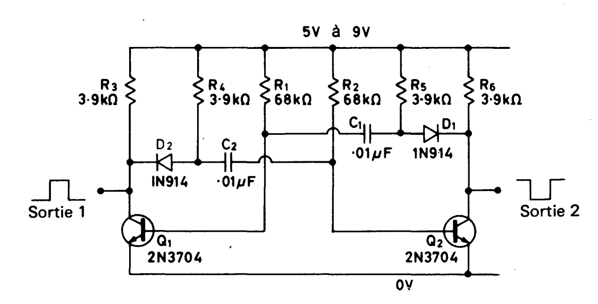


Fig. 2.6. Multivibrateur astable 1 kHz avec correction du signal

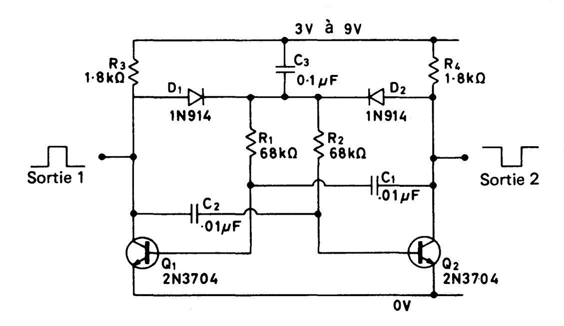


Fig. 2.7. Multivibrateur astable à 1 kHz avec sécurité de départ

Ces multivibrateurs sont destinés à délivrer des signaux ayant un facteur de forme égal à 1. Pour faire varier ce facteur de forme, il suffit de modifier l'un des circuits RC par rapport à l'autre.

La figure 2.8a montre comment réaliser un multivibrateur à fréquence fixe (1100 Hz) à facteur de forme pouvant varier de 1/10 à 10.

Les fronts de montée du signal délivré par ce circuit peuvent présenter un certain arrondi lorsque le facteur de forme atteint ses valeurs limites. Le circuit risque aussi de ne pas démarrer si on lui applique lentement son alimentation. Ces deux inconvénients peuvent être éliminés au moyen du circuit 2.8b, qui est muni d'un démarrage automatique et de diodes de correction.

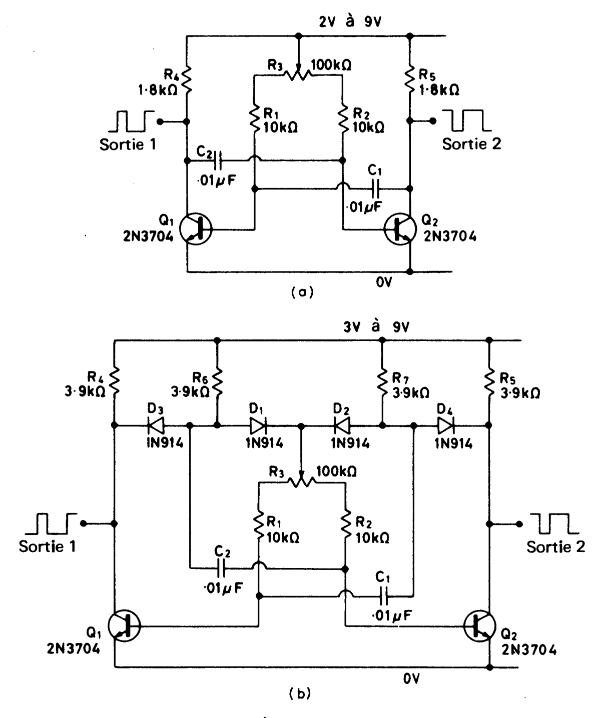


Fig. 2.8. – Multivibrateur astable à facteur de forme variable fonctionnant à environ 1100 Hz

a) version de base

b) version améliorée avec correction du signal et sécurité de départ

CIRCUITS DE RELAXATION A AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

La figure 2.9a montre un circuit permettant d'obtenir un excellent signal carré. Il s'agit d'un oscillateur à relaxation utilisant un amplificateur opérationnel. Ce circuit nécessite l'emploi d'une alimentation double et les formes de signal obtenues sont généralement moins bonnes qu'avec un montage à transistor, en ce qui concerne les fronts de montée et de descente. L'avantage de l'amplificateur opérationnel – en abrégé « amp. op. » – est son excellente stabilité et sa souplesse d'emploi suivant les composants qui lui sont connectés (utilisation en intégrateur, différenciateur, sommateur, multiplicateur).

Le montage de la figure 2.9a fonctionne de la façon suivante. C_1 se charge via R_1 jusqu'à une valeur positive déterminée par le diviseur de tension R_2-R_3, l'amplificateur opérationnel commute alors de façon régénérative, C_1 se décharge dans R_1 jusqu'à une valeur négative définie par le rapport R_2-R_3, l'amplificateur commute à nouveau et la séquence se répète indéfiniment. On obtient un signal carré à la sortie de l'amplificateur, et un signal triangle (non linéaire) aux bornes de C_1 ; ces deux signaux sont à valeur moyenne nulle (centrés sur zéro). La fréquence de fonctionnement du circuit peut être modifiée en agissant sur R_1-C_1, ou sur le rapport R_2-R_3. La figure 2.9b représente un générateur de signal carré fonctionnant de 500 Hz à 5 kHz, la variation de fréquence étant obtenue en modifiant le rapport du diviseur de tension R_2-R_3-R_4.

La figure 2.9c montre comment améliorer ce circuit en utilisant une résistante R_5 en préréglage de la plage de variation de R_3 et en utilisant une résistance R_6 comme commande d'amplitude.

La figure 2.10 montre comment modifier ce circuit pour obtenir un générateur de signal carré couvrant la gamme 2 Hz – 20 kHz en quatre décades par commutation de gamme. On remarquera les résistances R_1 R_3 R_5 R_7 qui ont pour rôle d'ajuster les fréquences de bas de gamme : 2 Hz – 20 Hz – 200 Hz – 2 kHz.

Enfin, la figure 2.11 montre comment modifier l'oscillateur à relaxation afin d'obtenir un fonctionnement à fréquence variable

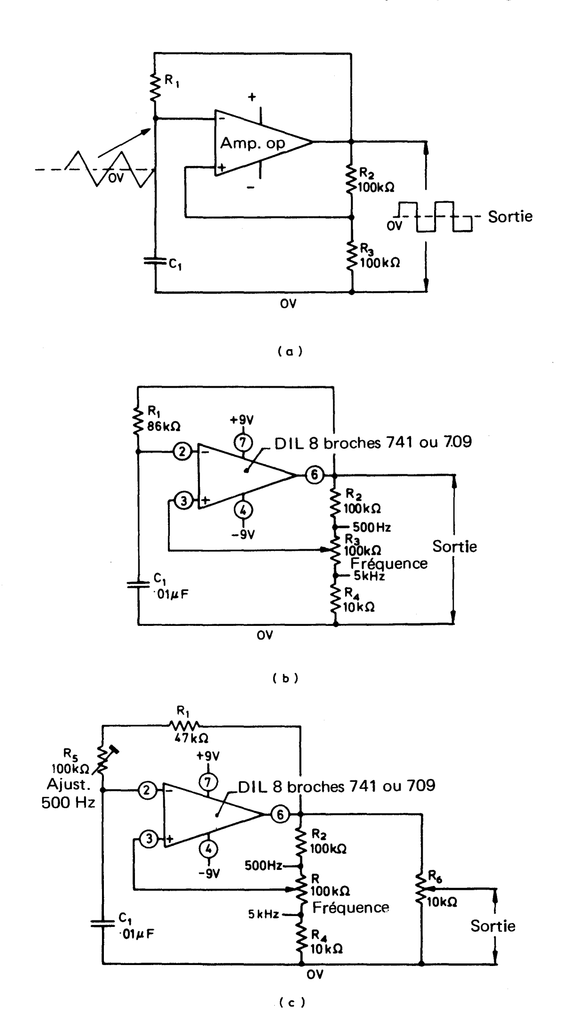


Fig. 2.9. – a) Oscillateur à relaxation utilisant un circuit intégré; b) générateur de signal 500 Hz; (c) générateur b amélioré

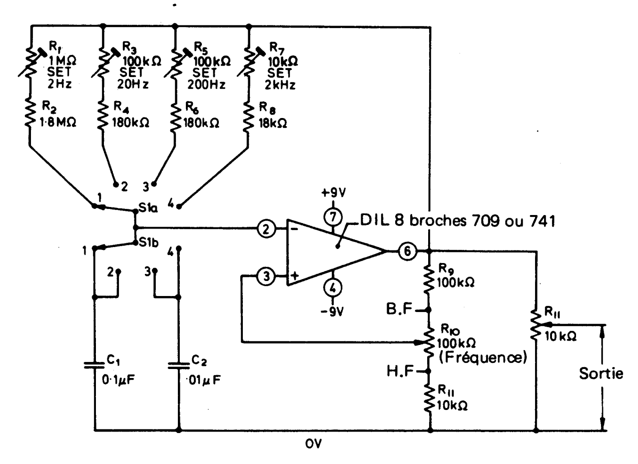


Fig. 2.10. Générateur de signal carré 4 décades 2 Hz à 20 kHz

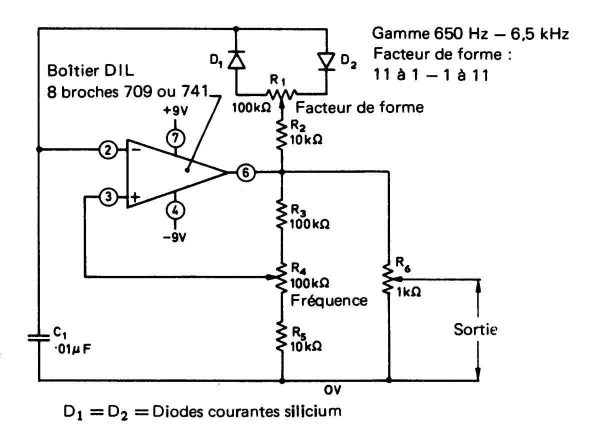


Fig. 2.11. Générateur de signal carré à fréquence et facteur de forme variables

et à facteur de forme variable. Ce dernier peut être ajusté via R_1. Le fonctionnement du circuit s'explique comme suit : C_1 se charge

via R_2-D_1 et le côté gauche de R_1, puis se décharge via R_2-D_2 le côté droit de R_1, le facteur de forme peut varier de 1/11 à 11 et la fréquence de 650 Hz à 6,5 kHz.

On peut construire ces générateurs à partir d'amplificateurs opérationnels 741 ou 709; ce dernier assure de meilleurs résultats grâce à ses performances plus poussées.

MONTAGE ASTABLE A CIRCUIT INTÉGRÉ COSMOS

Certains circuits intégrés permettent de réaliser d'excellents générateurs de signaux carrés. Le CD4001, porte quadruple NOR à double entrée, de RCA, est à cet égard très économique et efficace. La figure 2.12a en montre l'emploi (1/2 CD4001) dans le cas d'un générateur 1 kHz, fonctionnant en multivibrateur astable, sous alimentation de 5 V à 15 V. Les 2 portes non utilisées sont inhibées par mise à la masse de leurs entrées. Les portes constituant le générateur sont utilisées comme de simples inverseurs.

Il faut remarquer que ce circuit astable à « COS MOS » n'utilise qu'une seule alimentation (O + Valim) et deux composants pour définir la constante de temps (R_1, C_1). R_1 peut varier de moins de 10 kΩ à plusieurs centaines de megohms. Il fournit d'autre part deux signaux en opposition de phase. Le seul inconvénient est que la symétrie du signal carré fourni dépend des caractéristiques des circuits intégrés utilisés, et il est rare d'obtenir la perfection souvent désirée. On obtient des signaux dont le facteur de forme varie de 4/5 à 5/4.

La fréquence de fonctionnement de ce générateur peut être rendue variable en faisant de R_1 un circuit série comprenant une résistance fixe et une résistance variable, comme le montre la figure 2.12b; le montage permet de couvrir la gamme 600 Hz – 600 kHz. On peut modifier le montage de base utilisant ce circuit COS MOS de façons diverses. Il peut être transformé en multivibrateur astable déclenché, en suivant le schéma de la figure 2.12a. La porte A est utilisée en circuit NOR (Ni) au lieu de servir d'inverseur. Le circuit peut être « activé » en appliquant un niveau « bas » (O ou masse) à la broche 1 du circuit intégré et inhibé en appliquant un niveau « haut » (tension d'alimentation) à cette broche 1.

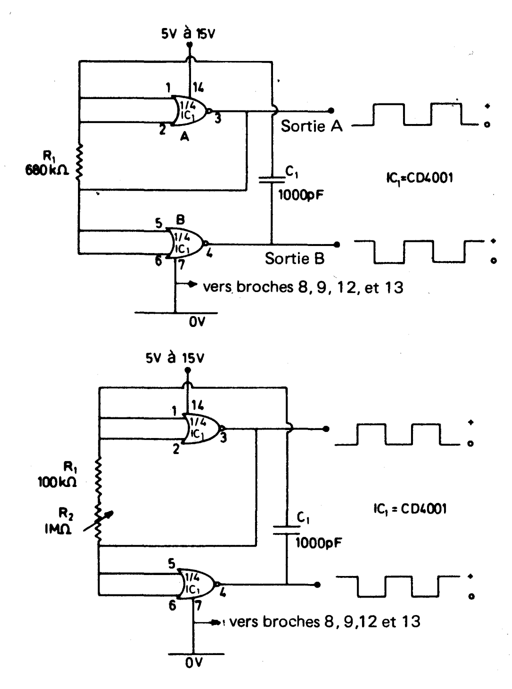


Fig. 2.12. Multivibrateur astable à circuit intégré COS MOS a) montage de base (1 kHz); b) à fréquence variable (600 Hz à 6 kHz)

La figure 2.13b montre une autre modification; la résistance R_2 est simplement montée en série avec l'entrée de la porte A. Cette modification a pour effet de réduire l'influence des caractéristiques individuelles du circuit intégré sur les performances du circuit, ce qui améliore sa stabilité thermique et la forme du signal de sortie.

La figure 2.13c donne une autre variante d'utilisation de ce circuit CD4001 de RCA; une des portes restantes de ce circuit est montée en série avec la sortie au circuit astable; on obtient ainsi un

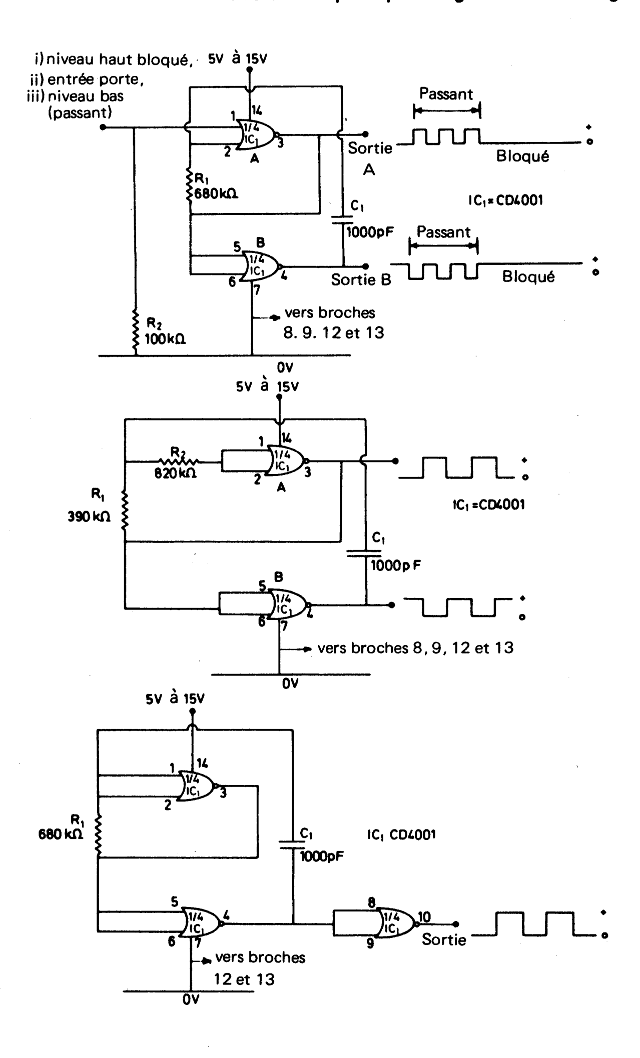


Fig. 2.13. Multivibrateur astable : a) déclenché; b) avec compensation; c) avec sortie tamponnée

buffer de sortie, ce qui améliore la forme du signal produit et rend la qualité du signal plus indépendante de la charge appliquée à la sortie, de même que la fréquence de fonctionnement.

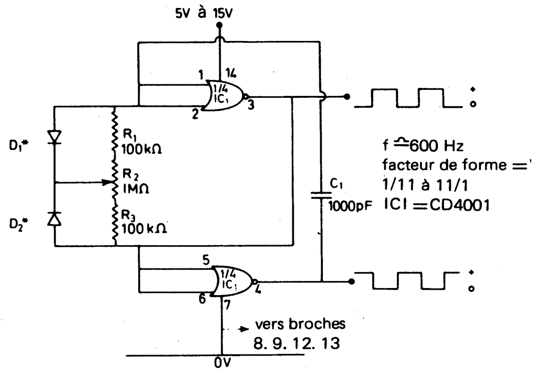


Fig. 2.14. Multivibrateur astable à facteur de forme variable

Enfin, la figure 2.14 montre comment modifier le circuit de base, de façon à obtenir une valeur variable du facteur de forme. La constante de temps du circuit est déterminée par C_1-D_1-R_3 et la « moitié inférieure » de R_2 pour 1/2 cycle, tandis qu'elle est fixée par C_1-D_2-R_1 et la moitié supérieure de R_2 pour l'autre 1/2 cycle. Les valeurs de ce facteur de forme ainsi obtenues varient de 1/11 à 11, en ajustant R_2 et la fréquence du circuit reste constamment égale à 600 Hz, quel que soit le réglage de R_2.

GÉNÉRATEUR DE SIGNAL CARRÉ A CIRCUIT 555

Le circuit 555 est universellement connu pour ses qualités en tant que programmateur; il peut être utilisé comme générateur de signal carré. Une version 8 broches en boîtier DIL plastique est disponible sur le marché auprès de nombreux fabricants. Il s'alimente sous 4,5 V à 16 V. Sa sortie basse impédance peut débiter

ou absorber des courants de l'ordre de 200 mA. Lorsqu'on l'utilise en multivibrateur astable, les fronts de montée et de descente sont de l'ordre de 100 ns. Il délivre un signal carré d'excellente qualité jusqu'à des fréquences de 100 kHz et sa fréquence, ainsi que le facteur de forme peuvent être aisément contrôlés au moyen de deux résistances et d'une capacité.

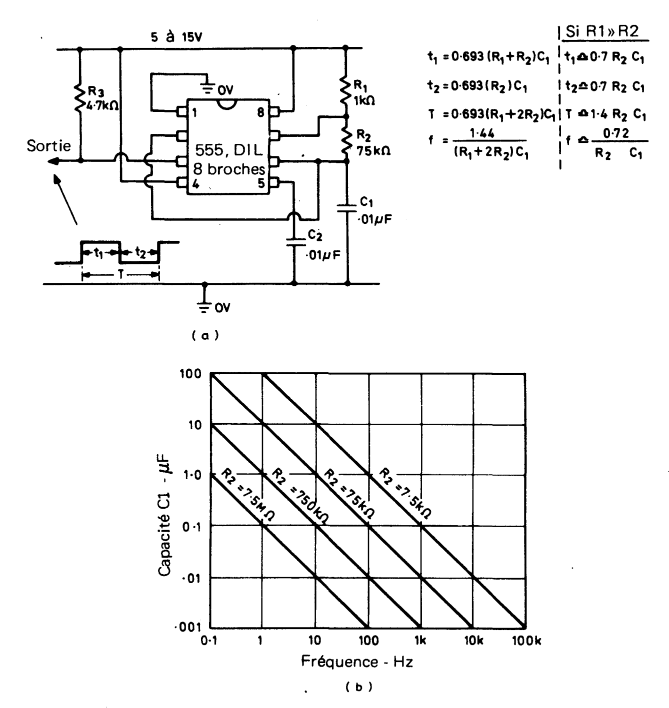


Fig. 2.15. a) Multivibrateur astable 1 kHz avec formules de définition de ses différents paramètres; b) relation approchée entre C_1, R_2 et la fréquence, lorsque R« est grand devant R1.

La figure 2.15a montre comment réaliser un multivibrateur astable fonctionnant à 1 kHz, ainsi que la formule permettant

de calculer les composants du circuit. La capacité C_1 commence par se charger exponentiellement via R_1-R_2 jusqu'à Vcc X 2/3. Le circuit commute alors, C_1 se décharge exponentiellement jusqu'à Vcc X 1/3. Le circuit commute à nouveau, et ce cycle se répète indéfiniment.

Le facteur de forme et la fréquence de fonctionnement sont déterminés par R_1-R_2-C_1. On notera que R_2 est très grand vis à vis de R_1; la fréquence est donc déterminée principalement par la valeur de R_2 et C_1; le graphique de la figure 2.15b montre la relation approchée qui existe entre C_1-R_2 et la fréquence de fonctionnement du circuit.

En pratique, R_1 et R_2 peuvent varier de 1 kΩ jusqu'à plusieurs dizaines de méghoms.

Le circuit 2.15a peut être modifié de façons diverses; la figure 2.16 par exemple montre comment obtenir un générateur à fréquence variable en remplaçant R_2 par un réseau série d'une résistance fixe et d'une résistance variable. Les composants donnés sur le schéma permettent de produire un signal dont la fréquence varie de 650 Hz à 7,2 kHz, en agissant sur R_2.

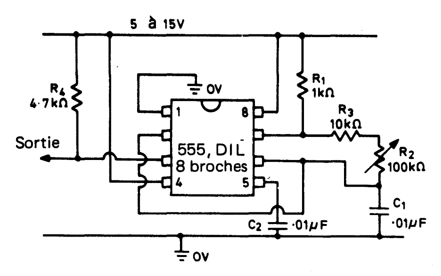


Fig. 2.16. Ce générateur de signal carré couvre la gamme 650 Hz à 7,2 kHz environ

La figure 2.17 propose un montage permettant de faire varier le facteur de forme de façon que les périodes hautes et basses du signal puissent varier de 7,5 μs à 750 μs. La capacité C_1 qui définit cette valeur se charge via R_1-R_2-D_1 et se décharge via R_3-R_4-D_2.

La figure 2.18 montre une version à fréquence fixe délivrant un signal carré dont le facteur de forme peut varier de 1 à 99 %. Dans ce montage, C_1 se charge via R_1, la partie supérieure de R_2 et D_2, tandis qu'elle se décharge via D_2, R_3 et la partie inférieure

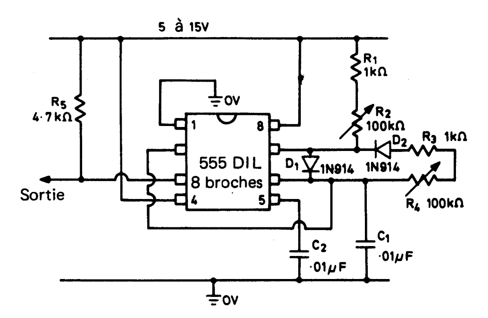


Fig. 2.17. Multivibrateur astable avec facteur de forme variable, les niveaux haut et bas étant réglables indépendamment de 7,5 μs 750 μs

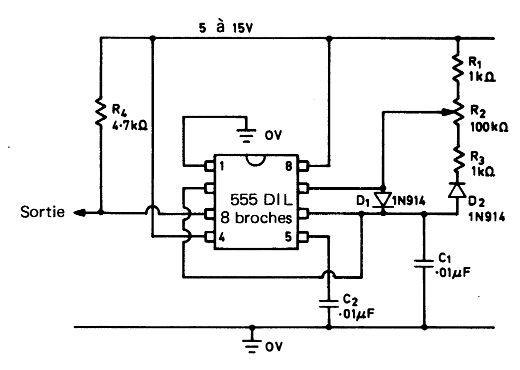


Fig. 2.18. Multivibrateur astable à facteur de forme variable de 1 à 99 %, la fréquence de fonctionnement étant égale à 1,2 kHz

de R_2. On notera que la somme des deux constantes de temps est indépendante du réglage de R_2, ce qui assure la constance de la fréquence de fonctionnement.

Le 555 peut être activé ou inhibé, au moyen d'un interrupteur ou d'un signal de commande, de diverses façons. Les figures 2.19 et 2.20 donnent deux schémas d'interrupteurs, permettant de déclencher le 555.

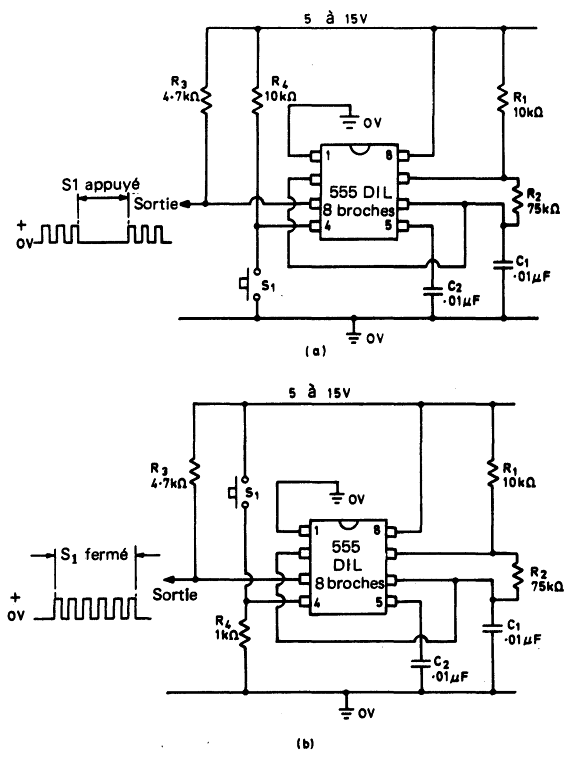


Fig. 2.19. Multivibrateur astable 1 kHz; (a) à coupure; (b) à ouverture

Les montages 2.19a et 2.19b sont déclenchés sur la broche 4 (remise à zéro). Lorsqu'on applique un potentiel inférieur à 0,7 volt sur cette broche, au moyen d'un courant supérieur à

0,1 mA (mise à la masse via une résistance inférieure à 7 kΩ par exemple), le circuit astable est inhibé, et sa sortie tombe au potentiel de masse. Si l'on applique une tension supérieure à 0,7 volt à la broche 4, le multivibrateur fonctionne. Le circuit 2.19a peut être mis en route et stoppé en actionnant l'interrupteur S, ce qui met la « patte » 4 à la masse, tandis qu'en 2.19b, le circuit est normale-

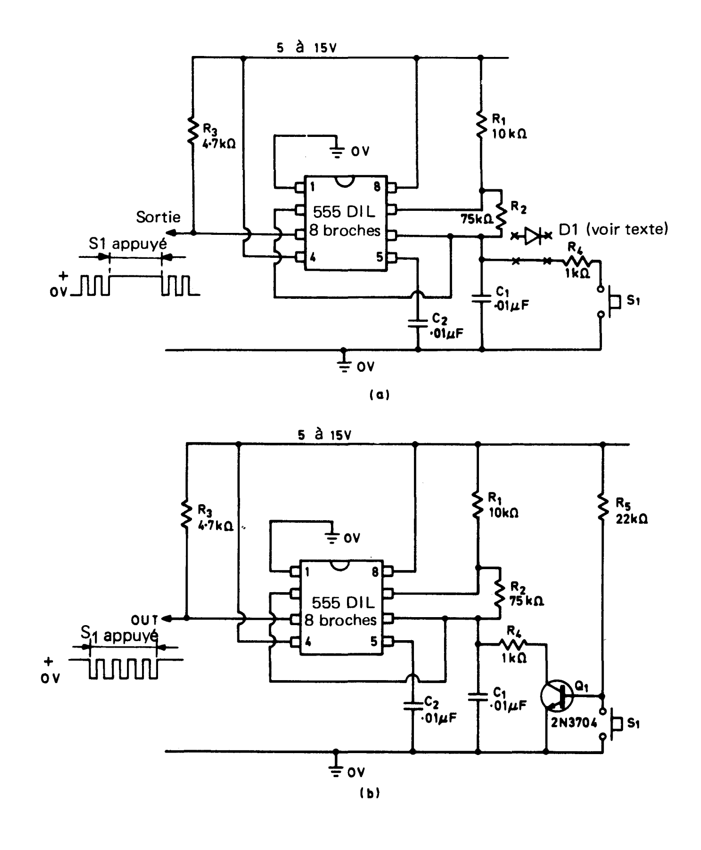


Fig. 2.20. Multivibrateur astable à 1 kHz
(a) à coupure; (b) à ouverture

ment inhibé et peut être mis en route via S_1 qui porte la patte 4 au potentiel de l'alimentation. Ces deux circuits peuvent être commandés par un interrupteur électronique monté en lieu et place de S_1.

Les circuits 2.20a et 2.20b sont commandés sur les broches 2 (trigger) et 6 (seuil). Le circuit ne peut fonctionner librement que si le potentiel sur la patte 6 est libre de varier jusqu'à 2/3 Vcc et le potentiel sur 2 supérieur à 1/3 Vcc. Au cas où ces entrées sont simultanément portées à une tension inférieure à 1/3 Vcc, le multivibrateur s'arrête et sa sortie est portée au niveau haut. Ainsi, sur la figure 2.20a, le circuit est normalement inhibé lorsque S_1 est fermé. On notera qu'un signal de commande peut contrôler le fonctionnement du multivibrateur en montant une diode comme indiqué, et en supprimant S_1. Dans ce cas, le circuit s'arrête quand la tension d'entrée tombe sous 1/3 Vcc.

Le circuit 2.20b est normalement au repos, à cause de la saturation de Q_1 ; il peut être activé en fermant S_1, ce qui a pour effet de couper le transistor Q_1. Ce circuit peut être piloté par un signal de commande appliqué à la base de Q_1 via une résistance de limitation de 10 kΩ. Dans ce cas le multivibrateur s'arrête quand le signal de commande est à niveau haut, et se met en marche lorsque le signal de commande tombe en dessous de 0,7 V environ.

CIRCUITS GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS MONOSTABLES A TRANSISTORS.

Les générateurs d'impulsions peuvent être de 2 types différents, soit à signal récurrent : ils délivrent alors un signal impulsionnel qui se répète dans le temps – soit monopulsé : ils ne fournissent une impulsion de type déterminé que sous l'action d'un signal de déclenchement qui leur est appliqué. On peut ainsi transformer un générateur de signal carré en générateur du premier type, en réduisant le facteur de forme, la somme des durées « haute » et « basse » du signal étant la période de récurrence du circuit, la durée « haute » étant ajustée afin d'obtenir la largeur d'impulsion désirée.

Les générateurs d'impulsion à déclenchement externe peuvent être réalisés suivant des technologies diverses. La suite de ce chapitre

passera en revue un certain nombre de ces montages, que nous appellerons plus simplement « générateurs d'impulsions déclenchés ».

Le plus élémentaire de ces circuits est le multivibrateur monostable à transistor. La figure 2.21a montre un circuit de générateur d'impulsions déclenché manuellement. Le transistor Q_1 est normalement coupé; Q_2 est porté à saturation via R_1 et C_1 se charge complètement. Lorsqu'on ferme momentanément S_1, le montage bascule, Q_1 étant porté en saturation, et Q_2 cessant de conduire du fait de la décharge de C_1. Lorsque cette décharge atteint un certain point, Q_2 recommence à conduire, et la situation initiale est alors rétablie. Le diagramme montre la forme des signaux obtenus.

On obtient une impulsion positive sur la sortie du générateur chaque fois qu'une impulsion de commande est appliquée au circuit via S_1. La période P pendant laquelle dure l'impulsion est déterminée par R_1, C_1 et vaut environ 0,7 R_1C_1 (voir abaque 8.7) – P est en microsecondes et R_1 est en kilohms, tandis que C_1 est en microfarads. Dans le cas du circuit 2.21a, cette période est pratiquement indépendante des variations de la tension d'alimentation entre 3 et 9 V, elle varie de 50 mn par μF de C_1, pour la valeur donnée à R_1.

On remarquera que la jonction base émetteur de Q_2 est polarisée en inverse durant une partie du cycle de fonctionnement du circuit par une tension égale à l'alimentation, et ce fait limite la tension d'alimentation applicable au transistor. On peut tourner cet inconvénient en montant en série dans la base de Q_2 une diode de protection au silicium, qui assure d'autre part la même correction de fréquence que celle qui a été décrite dans le cas du multivibrateur astable à transistor. La valeur de la résistance R_1, utilisée dans le circuit monostable de base, doit être grande par rapport à R_5, mais inférieure au produit $R_6 \cdot h_{FE}$, où h_{FE} est le gain du transistor Q_2. Des périodes très importantes peuvent être obtenues au moyen d'une paire de transistors montés en Darlington à la place de Q_2. Il en résulte une valeur élevée de h_{FE}, ce qui autorise par conséquent des valeurs importantes de R_1, comme le montre la figure 2.21b. Ce circuit peut être alimenté sous une tension de 6 V à 15 V; les valeurs de R_1-C_1 données ici assurent une période de 100 secondes.

Notons enfin que si le « trigger » S_1 n'est pas relâché avant la fin de l'impulsion, on allonge la période du signal par rapport à sa valeur théorique, ainsi que la durée de son front de descente.

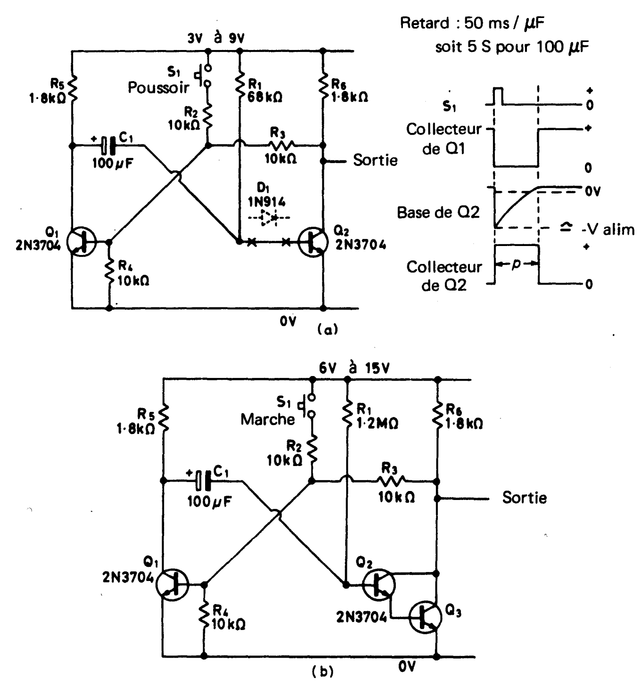


Fig. 2.21. Générateur d'impulsions à monostable (a) montage de base et forme des signaux; (b) version permettant d'obtenir des durées de l'ordre de 100 secondes

Le circuit monostable peut être déclenché électroniquement de diverses manières. Les figures 2.22a et b montrent deux « triggers » commandés au moyen de signal carré. Le front de montée très raide de ce signal est différencié par le réseau C_2-R_6 afin d'obtenir un signal très court vis-à-vis de la période de l'impulsion

désirée. Dans le cas du circuit 2.22a, le signal d'entrée est différencié, le pic obtenu est fourni via le diode D_1 à la base de Q_1, à chaque application du signal de commande externe. Dans le circuit 2.22b, le signal différencié est fourni au transistor « porte » Q_3, qui rend ainsi le signal de commande indépendant de Q_1. On remarquera la capacité C_3 qui est montée en parallèle sur R_4 afin d'améliorer les fronts de montée de l'impulsion de sortie.

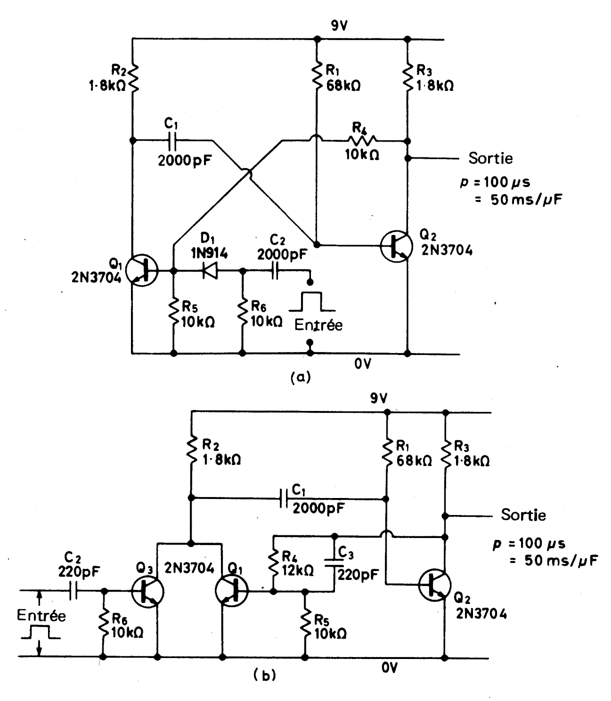


Fig. 2.22. Multivibrateur à monostable (a) déclenché électroniquement; (b) avec porte de déclenchement en entrée

Les circuits 2.22a et b donnent des impulsions de 100μS, avec les valeurs choisies pour les composants; cette période peut être

modifiée (fraction de microseconde jusqu'à plusieurs dizaines de secondes) en donnant à R_1 et C_1 des valeurs adéquates. Ces circuits peuvent être commandés extérieurement par une sinusoïde, ou d'autres signaux périodiques non rectangulaires en alimentant les monostables générateurs d'impulsion au moyen d'un trigger de Schmitt ou tout convertisseur sinus/carré analogue.

GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS A CIRCUITS COS MOS

Le CD4001, circuit intégré COS MOS à deux portes NOR à double entrée peut être utilisé en multivibrateur monostable déclenché.

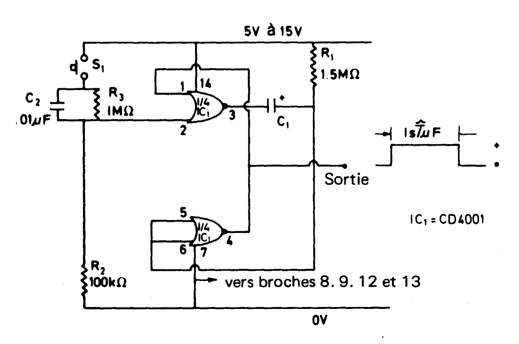


Fig. 2.23. Multivibrateur monostable – ou générateur d'impulsions à circuit intégré COS MOS

La figure 2.23 montre le schéma d'une telle réalisation. La porte A est utilisée en circuit NOR et la porte B joue le rôle d'inverseur. Le circuit fonctionne comme suit : au repos, l'entrée de la porte B est maintenue au niveau logique 1 via R_1, la sortie de la porte B est alors au niveau 0. En conséquence, les deux entrées de la porte A sont au niveau 0, et la sortie de la porte A est au niveau 1. Les deux armatures de la capacité C_1 étant au même potentiel « haut », C_1 est complètement déchargé.

Supposons qu'une impulsion brève soit appliquée à l'entrée de la porte A, la sortie de cette porte tombe alors à zéro ainsi que l'entrée de la porte B, via la capacité C_1. La sortie de la porte B monte alors au niveau haut et maintient la sortie de la porte A au niveau bas, quel que soit le niveau existant alors sur l'entrée de la porte A.

Dès que la sortie de la porte A tombe à zéro à la suite du signal initial de commande, C_1 commence à se charger via R_1 et une tension croissant suivant une exponentielle est appliquée à l'entrée de la porte B via le point commun à R_1 et C_1. Au bout d'un laps de temps déterminé par la constante de temps R_1C_1, cette tension franchit le seuil de basculement de la porte B, la sortie de la porte B tombe alors au niveau bas et l'impulsion de sortie se termine.

Si l'entrée du trigger est au niveau bas à ce moment précis, l'impulsion de sortie se termine régénérativement et C_1 se décharge rapidement dans la diode de protection intégrée à la porte B (apparaissant en pointillé sur le schéma) tandis que la sortie de la porte A retourne à son niveau haut initial, ce qui termine la séquence de fonctionnement de ce circuit. Si l'entrée du trigger est encore au niveau haut au moment où se termine l'impulsion, celle-ci s'achève non régénérativement et C_1 continue à se charger via R_1, puisque la sortie de la porte A reste au niveau bas; C_1 se déchargera rapidement dans la diode de protection lorsque l'entrée trigger de la porte A sera remise à zéro. Dans les 2 cas, la durée de l'impulsion de sortie est pratiquement indépendante de l'état de l'entrée trigger au moment où se termine l'impulsion.

On remarquera que la période de fonctionnement dépend de la valeur de la tension de seuil du CD4001 utilisé, ainsi que des valeurs de R_1 et C_1. En pratique, cette tension de seuil présente une dispersion entre 30 et 70 % de la tension d'alimentation, ce qui fait que la période peut varier considérablement d'un circuit à un autre pour des valeurs identiques de R_1 et C_1. Par contre cette tension de seuil n'est pas influencée par la température, ce qui donne une bonne stabilité thermique au circuit représenté sur la figure 2.23. Dans le cas présent, on obtient une période de 1 seconde par μF de C_1, pour $R_1 = 1{,}5$ MΩ. C_1 peut prendre toutes valeurs entre quelques μF et quelques centaines de μF, tandis que R_1 peut prendre les valeurs variant de quelques milliers d'homs à quelques milliers de méghoms.

On notera que, dans le cas de ce circuit monostable à COS MOS, le basculement n'est effectivement obtenu que lors du franchissement de la tension de seuil de la porte A, et que la durée du créneau fourni est pratiquement indépendante de l'état du trigger postérieur à ce basculement. On peut donc actionner ce circuit par n'importe quel signal, sans considération particulière relative à sa durée ou son temps de montée, c'est ce qui en fait tout l'intérêt.

Ce circuit (2.23) présente cependant quelques inconvénients, comme nous le verrons plus loin, mais il reste très utile pour de nombreuses applications élémentaires.

La figure 2.24 montre l'emploi du circuit 2.23 en générateur d'impulsions déclenché manuellement (circuit à fin de cycle automatique). L'impulsion de commande est prélevée sur l'alimentation via S_1 et C_2 ; R_3 est utilisé pour décharger C_2 quand S_1 est relâché. Ce circuit délivre une impulsion de sortie de 1 S par μF de C_1.

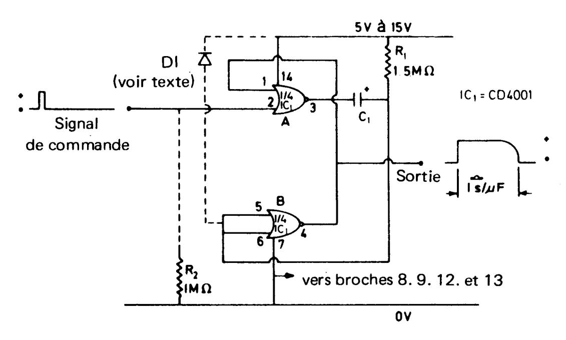


Fig. 2.24. Générateur d'impulsions monostable à circuit COS MOS déclenché manuellement

Un des inconvénients du circuit 2.23 est qu'il a un temps de « récupération » relativement long, car C_1 se décharge via la diode intégrée de protection de l'entrée de la porte B à la fin de chaque impulsion. En pratique, cela signifie que la longueur de l'impulsion varie très légèrement en fonction de la fréquence, si la période de répétition du signal de déclenchement est inférieure à 10 fois la durée de l'impulsion de sortie. On peut éliminer ce défaut en

montant une diode germanium entre l'alimentation et l'entrée de la porte B, comme le montre la figure 2.25. Cette modification permet d'obtenir des impulsions stables répétitives, de période de répétition comparable à la longueur des impulsions fournies.

La figure 2.25 montre aussi comment on peut obtenir deux sorties en opposition de phase en utilisant une porte disponible du CD4001 en inverseur à la sortie du circuit.

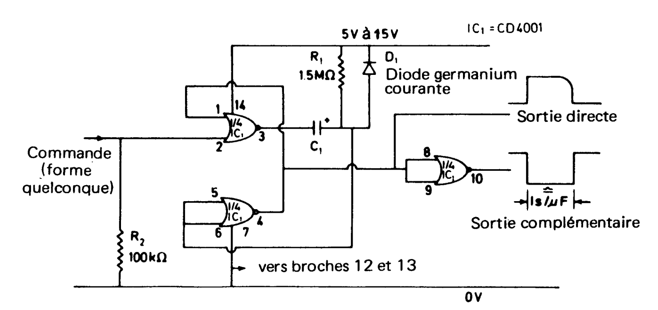


Fig. 2.25. Monostable COS MOS avec temps de commutation réduit et sorties complémentaires

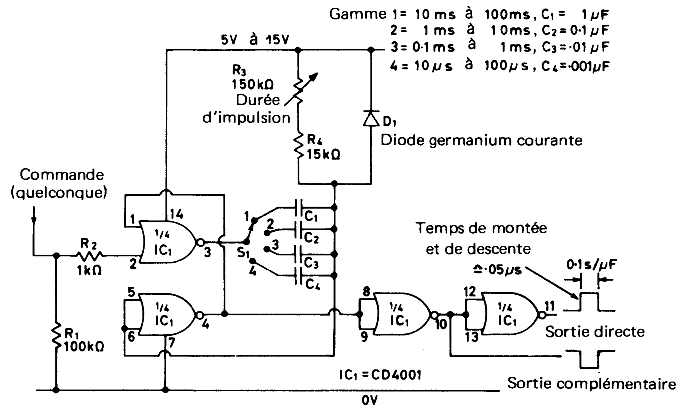


Fig. 2.26. Générateur d'impulsion économique à circuit intégré COS MOS, pour le laboratoire de l'amateur, gamme 10 µs à 100 ms, à sorties complémentaires

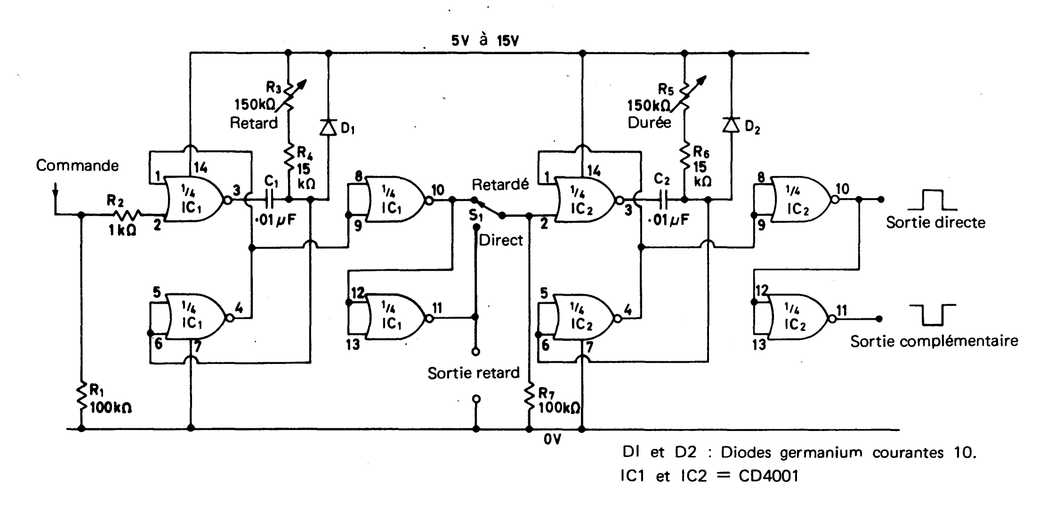


Fig. 2.27. Générateur d'impulsion économique pour le laboratoire de l'amateur, avec retard, couvrant la gamme 0,1 ms à 1 ms

Un autre inconvénient mineur du circuit 2.23 est que le front de descente de l'impulsion produite est légèrement arrondie. Ce défaut est facilement éliminé en utilisant deux portes disponibles du CD4001 montées en cascade à la sortie du circuit monostable, comme le montre le schéma 2.26.

Ce schéma montre comment modifier les paramètres de fonctionnement afin d'obtenir des durées d'impulsions variables de 10µs à 100 ms en 4 décades. Ce circuit est muni d'une diode de récupération rapide et délivre des sorties complémentaires (opposition de phase). Les temps de montée-descente sont de l'ordre de 0,05 µs.

Le circuit 2.26 est utilisable par l'amateur en générateur économique, en association avec un autre générateur de signal carré ou sinusoïdal jouant le rôle de trigger. On peut aussi réaliser un générateur complet, incluant cette « fonction trigger », au moyen de circuits COS MOS.

Deux montages du style de celui de la figure 2.26 peuvent être connectés en série, afin de réaliser un générateur d'impulsions à retard et durée variables. La figure 2.27 montre la liaison à établir, en vue d'obtenir un générateur à une seule gamme; des commutations adéquates, et faciles à imaginer permettent de le transformer en multigammes. Sur ce schéma, lorsque S_1 est en position « retard », le monostable IC1 est déclenché par le signal d'entrée (trigger) et lorsque le premier monostable bascule (retour à zéro) il commande le second monostable (IC2) qui délivre donc un signal retardé par rapport au signal initial de commande.

Lorsque S_1 est en position « direct » le monostable IC2 est actionné en même temps que IC1 et l'on obtient des impulsions non retardées.

Les montages 2.26 et 2.27 ne peuvent cependant pas être exploités commercialement pour deux raisons. La première est que la période du multivibrateur monostable dépend de la valeur de seuil des circuits intégrés utilisés, tout autant que des composants R et C choisis. On ne peut donc obtenir des constantes de temps prédéterminées sans choisir soigneusement les composants, ce qui est assez peu industriel. On peut s'affranchir de cette difficulté au moyen du montage 2.28.

R_3 et R_4 (variable) sont ici montées en diviseur de la tension d'alimentation et le circuit déterminant principalement la constante de temps (R_1 et R_2 en série) est connectée entre la capacité C_1 et le curseur de R_4. Cette modification a pour but de faire varier la tension de charge asymptotique de C_1, via R_3, et d'obtenir une période de fonctionnement réglable, ce qui permet d'ajuster cette tension asymptotique en fonction des caractéristiques des circuits intégrés utilisés. L'alimentation doit être stabilisée, puisque la durée des impulsions est influencée par les variations de la tension d'alimentation.

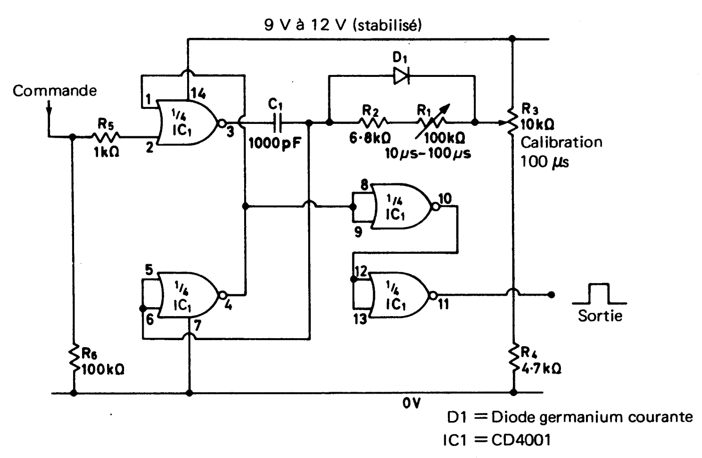


Fig. 2.28. Multivibrateur monostable « calibrable », gamme 10 µs à 100 µs, ses performances peuvent être rendues indépendantes des caractéristiques du CD4001

La deuxième raison est que la période des impulsions délivrées par les montages 2.26 et 2.27 est influencée jusqu'à 20 % de sa valeur par la fréquence et la forme des impulsions d'entrée. En particulier, si l'impulsion de commande est encore au niveau haut au moment où l'impulsion produite par le monostable est censée se terminer, la durée de celle-ci peut être affectée d'au moins 20 %. Ce qui peut convenir à l'amateur est inacceptable pour un appareil de commerce.

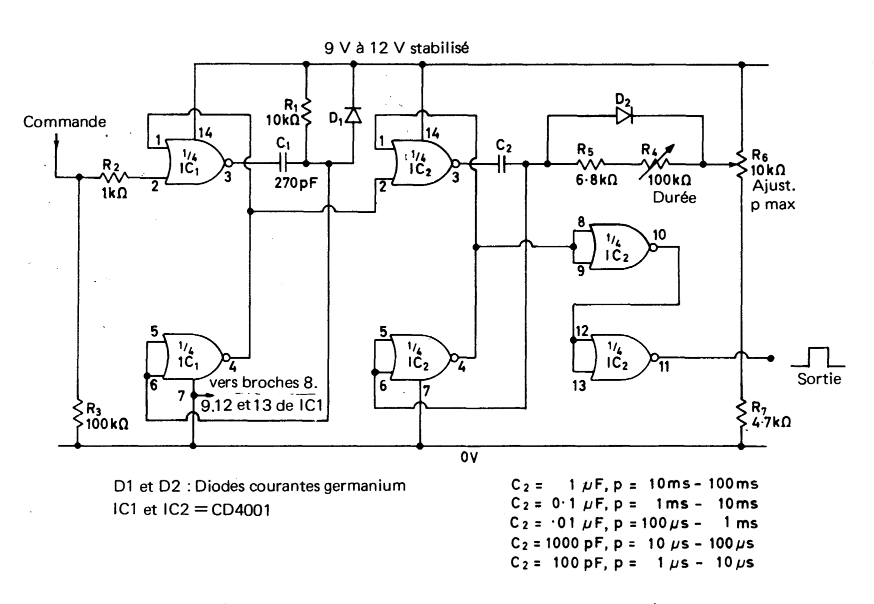


Fig. 2.29. Générateur d'impulsions performant. Gamme 1 µs à 100 ms

On remarquera que ces variations ne se produisent pas si le monostable est commandé par une impulsion de durée très courte vis-à-vis du créneau délivré par le monostable. La figure 2.29 montre comment on peut mettre ceci à profit pour obtenir un générateur fiable dont la stabilité est excellente.

Deux des portes de IC1 sont montées en monostable à période fixe, actionné par le signal d'entrée (trigger). Ce monostable produit des impulsions de durée 300 ns, et cette impulsion brève est utilisée pour déclencher un monostable analogue à 2.28, construit autour du circuit intégré IC2, ce dernier monostable délivrant des impulsions de 1 μs à 100 ms suivant valeur de C_2. La durée de ces impulsions peut être réglée par R_4, C_2 étant fixée, sur environ une décade.

Ces impulsions sont synchronisées sur le signal de commande appliqué à l'entrée, via le signal « relais » de 300 ns, dont la durée très courte découple le signal de sortie du signal d'entrée quant aux effets mentionnés précédemment. La qualité des impulsions obtenues est ainsi garantie quelle que soit celle des impulsions de commande fournies par un autre générateur. Le niveau de sortie de ce générateur est fixe, il peut commander des circuits dont l'impédance est relativement élevée.

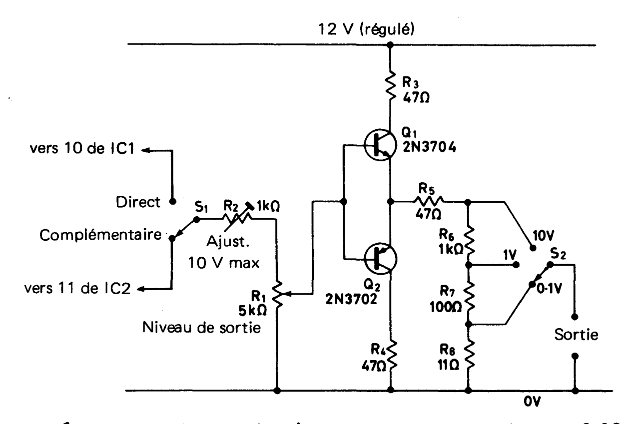


Fig. 2.30. Étage de sortie basse impédance et niveau variable pour 2.29

La figure 2.30 montre un circuit qui peut être adjoint au montage 2.29 pour faire varier le niveau de l'impulsion produite de zéro à

dix volts, sous une impédance relativement basse. Ce circuit peut aussi être adjoint aux montages 2.23 et 2.28.

En ce qui concerne le circuit auxiliaire présenté sur la figure 2.30, la sortie du générateur d'impulsion est fournie à la résistance R_1 via le sélecteur S_1 qui permet de choisir entre impulsion normale ou complémentée (Q et $\overline{Q}$). La sortie « curseur » de R_1 alimente deux transistors complémentaires Q_1 et Q_2 qui eux-mêmes débitent sur un réseau d'atténuation à décade. La tension de sortie maximum est de 10 volts et les impulsions de sortie présentent des fronts de montée et de descente de durée inférieure à 50 ns. L'alimentation de ce circuit (ainsi que celle du générateur proprement dit) doit être faite sous 12 volts (régulation), le débit maximum étant de 2 mA.

CIRCUITS GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS 555

Le circuit 555 mentionné précédemment est particulièrement adapté au fonctionnement en monostable; il permet d'obtenir des impulsions allant de 5 μs à plusieurs centaines de secondes et peut être déclenché à des fréquences pouvant atteindre 100 kHz. Les impulsions fournies présentent des fronts de montée et de descente de l'ordre de 100 nanosecondes; elles sont disponibles sous faible impédance leur période étant relativement indépendante de la tension d'alimentation et des variations de température.

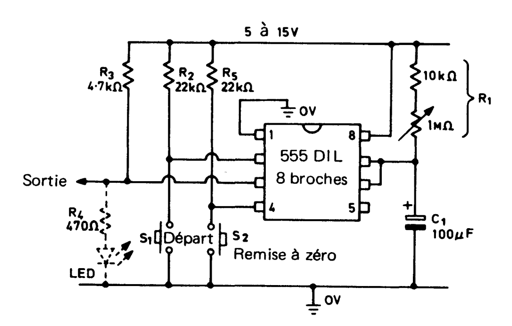


Fig. 2.31. Générateur d'impulsions à 555, déclenché manuellement, 1,1 à 110 s, avec remise à zéro

La figure 2.31 montre un générateur d'impulsions déclenché manuellement, utilisant un circuit 555; la durée des impulsions produites varie de 1,1 à 110 secondes; ce générateur a une remise à zéro manuelle et peut être muni d'une LED en sortie (diode électroluminescente). Le 555 utilisé ici – et dans les montages qui suivent – se présente, au repos, avec les bornes 2 et 4 au potentiel haut et la borne 3 à la masse. Le fonctionnement en monostable est obtenu en portant la borne 2 momentanément à une tension inférieure à Vcc (au moyen du bouton S_1).

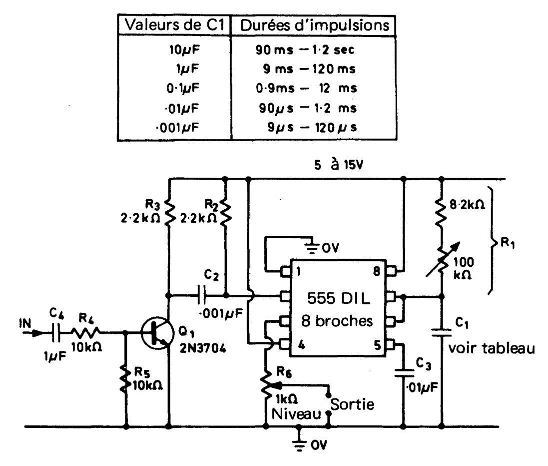
Dès que ce signal est appliqué, la borne 3 monte au niveau haut et C_1 se charge exponentiellement, avec pour asymptote la tension d'alimentation Vcc, via la résistance R_1. Au bout d'un laps de temps déterminé par R_1 et C_1, la tension sur C_1 dépasse 2/3 Vcc; le monostable cesse alors de fonctionner et l'impulsion de sortie (borne 3) tombe au niveau bas. La période de cette impulsion vaut $t = 1{,}1, \times C_1 \times R_1$, t est en millisecondes, C_1 en microfarads et R_1 en kilohms. On notera qu'on peut abréger l'impulsion fournie en appliquant brièvement sur la borne 4 un niveau inférieur à 1/3 Vcc, au moyen du bouton S_1 « reset ».

Le circuit 2.31 peut être déclenché électroniquement en éliminant S_1 et S_2 et en appliquant une impulsion de déclenchement à la borne 2 du circuit intégré. Cette commande doit être négative, partant d'une valeur supérieure à 2/3 Vcc pour aboutir à un niveau inférieur à 1/3 Vcc, le front de montée étant supérieur à 100 ns, mais de durée inférieure à celle de l'impulsion de sortie, de façon que l'impulsion de commande ait disparu lorsque la période du monostable s'achève.

La figure 2.32 montre un circuit amélioré qui délivre des impulsions de 9 µs à 1,2 seconde, déclenché par des signaux extérieurs rectangulaires. Ces signaux sont appliqués à la base de Q_1 via C_4 et R_4, Q_1 amplifie le signal d'entrée et le convertit en un signal convenable pour déclencher le 555, au moyen de C_2 et R_2. La période des impulsions peut être réglée au moyen de C_1 et R_1, et l'amplitude grâce au potentiomètre R_6.

La figure 2.33 montre un schéma utilisant un 555 qui peut être déclenché par un signal d'entrée de forme quelconque. IC1 est utilisé en trigger de Schmitt qui transforme tout signal de forme quelconque appliqué sur l'entrée 2 en un signal rectangulaire

disponible sur la sortie 3. Le circuit C_2-R_2 met en forme (différentiation) ce signal pour commander le monostable IC2.



Valeurs de C1	Durées d'impulsions
10µF	90 ms – 1·2 sec
1µF	9 ms – 120 ms
0·1µF	0·9ms – 12 ms
·01µF	90µs – 1·2 ms
·001µF	9µs – 120µs

Fig. 2.32. Générateur d'impulsions déclenché par signaux rectangulaires; le signal de commande peut atteindre 100 kHz

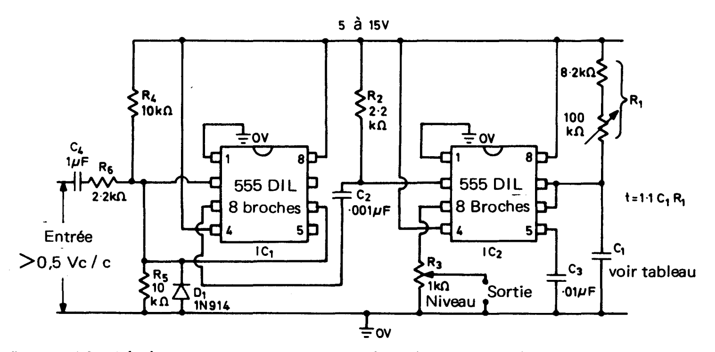


Fig. 2.33. Générateur d'impulsions amélioré, déclenché par signal d'entrée

Le signal appliqué à l'entrée du trigger de Schmitt doit présenter une amplitude supérieure à 1/2 Vcc.

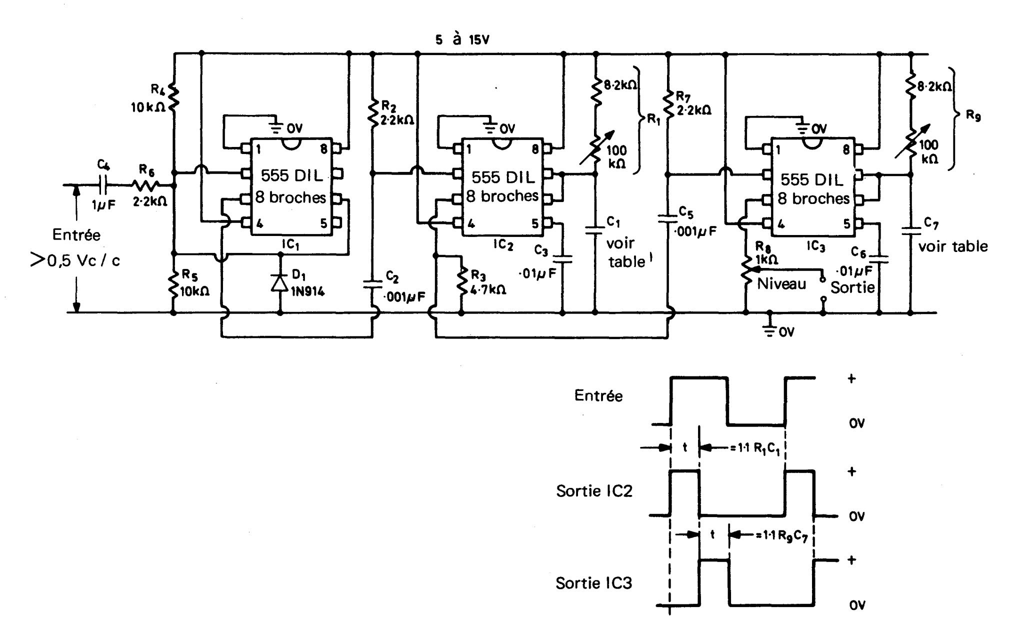


Fig. 2.34. Générateur d'impulsions à retard, déclenché par signal de commande. Pour les valeurs de C1 et C7 voir tableau sur figure 2.32

Enfin, la figure 2.34 montre comment on peut ajouter un second monostable 555 au montage 2.33 afin d'obtenir un générateur d'impulsions retardées. Le retard est déterminé par C_1 et R_1, et la durée de l'impulsion par C_7 et R_9. Ces valeurs peuvent toutes deux varier de 9 μs à 1,2 seconde.

GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS TTL 74121N

L'ensemble des générateurs que nous avons vus jusqu'à présent fournissent des signaux dont la durée ne descend pas en-dessous de quelques microsecondes. Les circuits intégrés TTL (Transistor-Transistor-Logic) permettent de réaliser des générateurs d'impulsions dont la durée atteint quelques nanosecondes, très utiles pour tester les équipements fonctionnant à des fréquences élevées ou sur signaux à fronts très raides. Le 74121N est un circuit intégré TTL qui, dans ce domaine, présente un intérêt tout particulier.

La figure 2.35 donne les caractéristiques topologiques du circuit 74121N, ainsi que sa structure interne, très schématisée. Ce circuit peut être déclenché sur front de montée ou de descente du signal

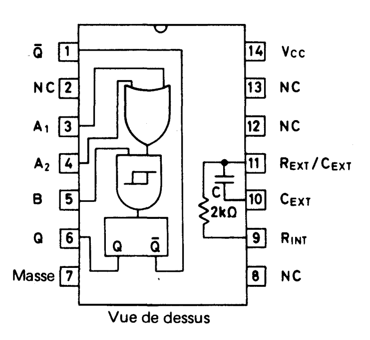


Fig. 2.35. Circuit intégré 74121 N brochage et architecture interne de ce multivibrateur monostable

de commande qui peut être appliqué à trois entrées différentes (3-4-5); la sortie de ce circuit est double, deux signaux Q et $\overline{Q}$ en opposition de phase étant respectivement disponibles en 6 et 1. Des

composants intégrés à ce circuit permettent d'obtenir des impulsions fixes de 30 ns de durée; en rajoutant des composants externes, on peut obtenir des impulsions de quelques dizaines de secondes.

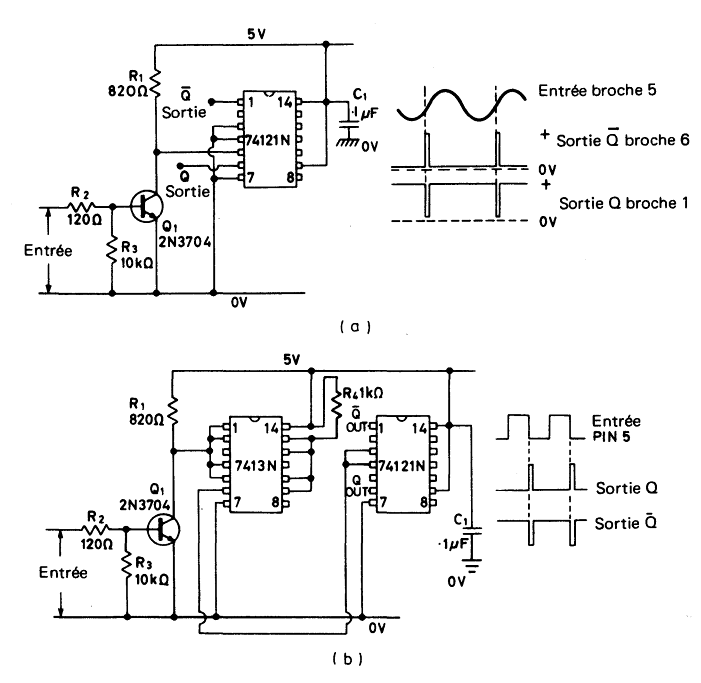


Fig. 2.36. Générateur d'impulsions 30 ns. (a) commande sur fronts montants, entrée B; (b) commande sur fronts descendants, entrée A1 et A2

Les figures 2.36a et b montrent comment déclencher le circuit 74121N fonctionnant, sans composants externes, comme générateur d'impulsions de 30 ns. Dans le cas du montage 2.36a, le signal d'entrée est appliqué à la borne 5 via un transistor jouant le rôle de buffer (tampon). La borne 5 est appelée entrée B; elle est reliée à un trigger de Schmitt qui déclenche le monostable lorsqu'il reçoit

un front de montée, pourvu que la borne 3 (entrée A1) et/ou la borne 4 (entrée A2) soi(en)t au niveau logique bas (0) au moment où existe ce front de montée. L'entrée B est utilisable sur les fronts éventuellement « mous » du signal de commande dans les mêmes conditions.

La figure 2.36b montre comment utiliser le front de descente du signal de commande. Le signal d'entrée est fourni aux entrées A1 (3) et A2 (4) via un trigger de Schmidt 7413N qui assure des fronts de montée et de descente très raides, tels que l'exigent les entrées A1 et A2. Le monostable bascule lorsque A1 et/ou A2 sont portés au niveau logique bas (0), l'entrée B étant en l'air, ou au niveau logique 1.

On remarquera que l'on peut utiliser les entrées A1, A2, B1 de façon variée, de manière à obtenir des résultats très divers. A1 et A2 peuvent être utilisées comme circuit OR alimenté par des fronts de descente, l'entrée B servant d'autorisation ou d'inhibition du basculement du monostable (fonction logique (A1 + A2) X B) B peut être utilisée comme commande sur front de montée, A1 et A2 étant utilisées comme inhibiteurs.

En ce qui concerne le réglage de la durée d'impulsion les figures 2.37 a à c montrent divers moyens d'obtenir des durées variables de l'impulsion de sortie. Le circuit 74121N comporte 3 bornes disponibles pour le raccordement de composants externes. Une capacité de faible valeur est intégrée au circuit; elle peut être augmentée par adjonction, en parallèle, d'une capacité connectée en 10-11. Cette capacité peut aller de quelques picofarads à plusieurs milliers de microfarads. Dans le cas où l'on emploie des « chimiques » le + doit être connecté en 11.

Le circuit intégré comporte une valeur fixe (2 kΩ) qui peut être utilisée en reliant 9 à 14 (strap). On peut de même accroître cette valeur en montant en série entre 9 et 14 une résistance telle que sa valeur + 2 kΩ corresponde à la valeur désirée. Cette résistance peut prendre des valeurs allant jusqu'à 40 kΩ. On peut d'autre part ignorer totalement la résistance interne de 2 kΩ et connecter entre 11 et 14 une résistance de 1,4 à 40 kΩ. La durée en millisecondes de l'impulsion de sortie est donnée par 0,7 RC où R et C sont les valeurs des résistance et capacité totales en kilohms et en microfarads.

Les figure 2.36 et 2.37 montrent donc quatre exemples d'utilisation du 74121N. Les circuits 2.36 a et b n'emploient aucun composant externe (9-14 « strappés »), la durée des impulsions obtenues est de 30 ns.

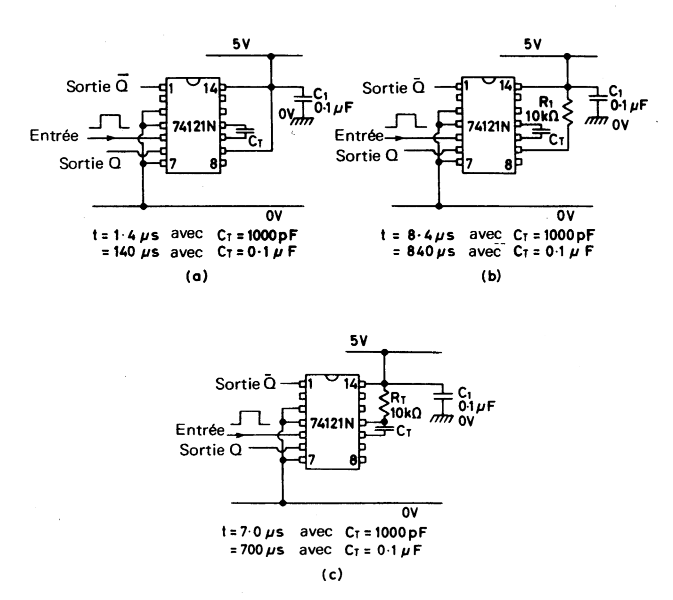


Fig. 2.37. Générateur d'impulsions utilisant une capacité extérieure et (a) une résistance interne ou (b) une résistance interne et une résistance externe ou (c) une résistance externe pour déterminer sa constante de temps

Le circuit 2.37a utilise la résistance intégrée au circuit en conjonction avec une capacité externe connectés en 10 et 11. La largeur d'impulsion obtenue est de 1,4 μs pour une valeur de $C_1 = 100$ pF et de 140 μs pour $C_1 = 0{,}1$ μF.

Le circuit 2.37b utilise une résistance externe en série avec la résistance interne du circuit intégré. On obtient une durée d'impulsion de 840 μs avec une résistance de 10 kΩ et une capacité de 0,1 μF.

Enfin, le circuit 2.37 c ignore la résistance interne du circuit intégré et utilise une résistance externe connectée entre 11 et 14

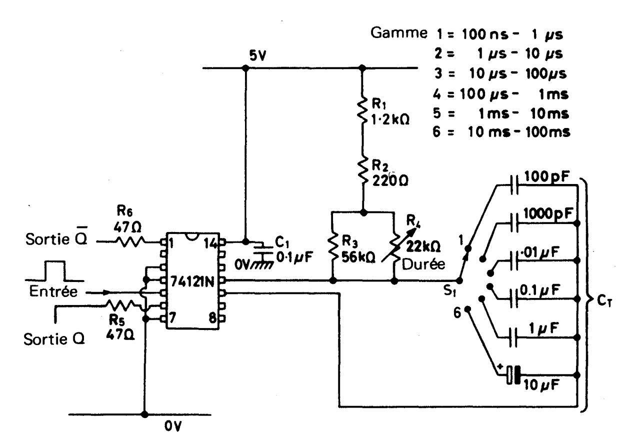


Fig. 2.38. Générateur d'impulsions performant couvrant la gamme 100 ns – 100 ms

ainsi qu'une capacité externe. La durée des impulsions obtenues est de 700 µs avec un réseau RC 10 kΩ - 0,1 µF. Ce circuit (2.37) est intéressant si l'on désire un générateur à durée d'impulsion variant par décade. La figure 2.38 montre une version perfectionnée qui couvre la gamme 100 ns à 100 ms en 6 décades.

Pour terminer ce chapitre, la figure 2.39 montre comment le circuit 2.38 peut être perfectionné par mise en cascade avec sa réplique, afin d'obtenir un générateur couvrant une large gamme. Ces générateurs délivrent des signaux complémentaires d'amplitude fixe, sur sorties protégées en court-circuit par des résistances séries de 47Ω.

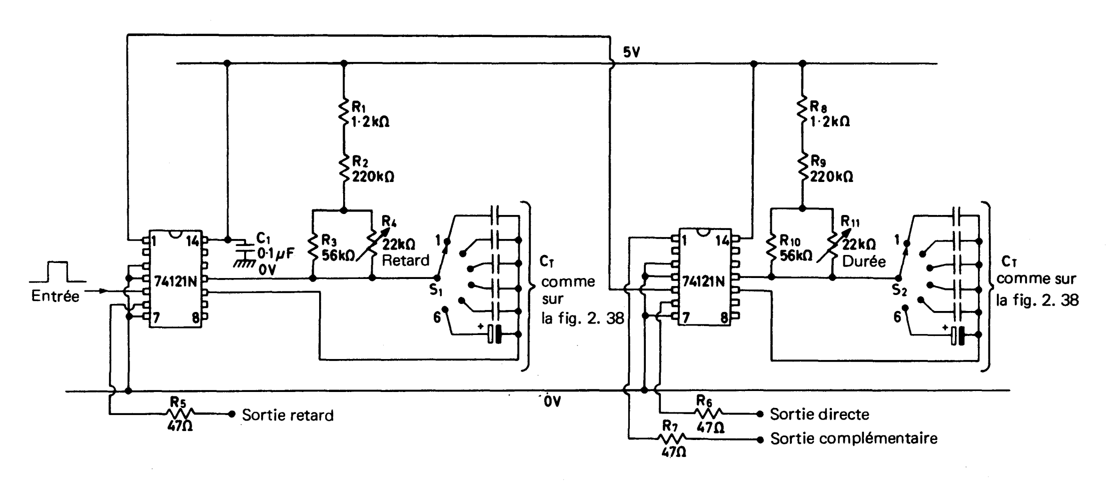


Fig. 2.39. Générateur d'impulsions performant couvrant la gamme 100 ns – 100 ms

CHAPITRE III

GÉNÉRATEURS DE RAMPES, DE TRIANGLES ET DE DENT DE SCIE

Les signaux en forme de rampe, de triangle et de dent de scie sont très utilisés en électronique et peuvent être engendrés de façons diverses. Le signal triangle est particulièrement utile pour vérifier la distorsion de passage à zéro du signal dans les amplificateurs audiofréquence. Les rampes sont utilisées pour moduler en fréquence ou en amplitude des signaux audiofréquence afin d'obtenir des effets particuliers. Les dents de scie trouvent leur application essentielle dans les bases de temps d'oscilloscope ou de vobulateurs. Ce chapitre passe en revue un certain nombre de générateurs permettant d'obtenir ces trois types de signaux.

GÉNÉRATEUR DE DENT DE SCIE A U.J.T.

Le transistor unijonction (U.J.T.) est un composant dont le fonctionnement est particulièrement bien adapté à l'obtention de signaux en dent de scie. La figure 3.1 donne un exemple de générateur à une seule gamme (25 Hz - 3 kHz) qui produit une dent de scie non linéaire. La capacité C_1 se charge exponentiellement sur l'alimentation positive via $R_1 - R_2$ jusqu'à ce que le potentiel de charge de C_1 atteigne la tension d'amorçage de l'u.j.t.; ce dernier décharge ensuite la capacité C_1, l'u.j.t. se coupe et C_1 se recharge, ce cycle se répétant alors indéfiniment. Le potentiel sur la capacité C_1 est donc une fonction en dent de scie non linéaire (exponentielle) du temps, qui est disponible sur le potentiomètre R_5 (niveau) alimenté par l'ensemble de deux transistors tampons Q_2 et Q_3. La fréquence de fonctionnement peut être modifiée au moyen de R_1, la gamme peut être modifiée en changeant la valeur de C_1; une augmentation de cette valeur réduisant la fréquence, et réciproquement.

On peut obtenir une dent de scie linéaire en chargeant la capacité C_1 au moyen d'une source à courant constant, comme le montre la figure 3.2.

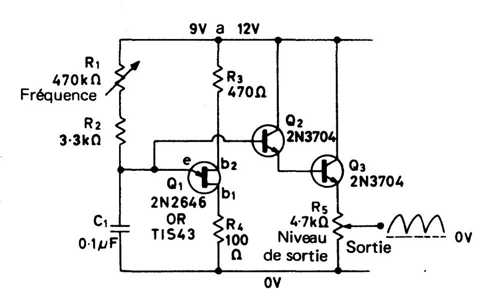


Fig. 3.1. Ce circuit simple à UJT délivre un signal en dent de scie non linéaire

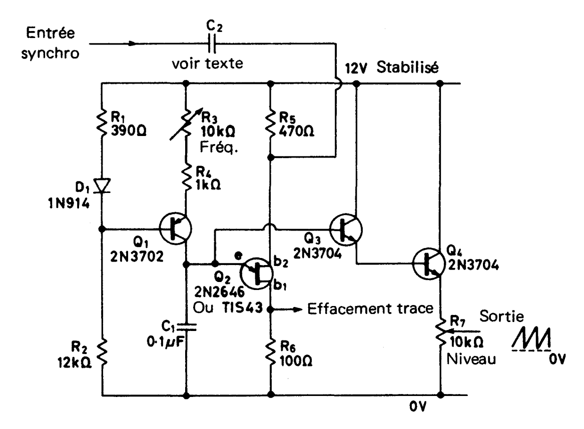


Fig. 3.2. Un générateur de dent de scie linéaire peut être utilisé comme base temps pour un oscilloscope

Ce circuit peut alors servir de base de temps à un oscilloscope; Q_1 est une source de courant constant protégée en température,

dont le débit peut être ajusté de 35 μA à 390 μA au moyen de la résistance R_3. Le signal est prélevé via 2 transistors Q_3 et Q_4 montés en cascade, débitant sur un potentiomètre R_7. Les composants prévus sur le schéma assurent une plage de 60 Hz à 700 Hz; d'autres gammes peuvent être obtenues en modifiant la valeur de C_1.

Le circuit 3.2 peut être utilisé comme base de temps dans un oscilloscope; le signal de sortie sera fourni à l'entrée « Balayage externe » de l'oscilloscope, tandis que les impulsions de blanking (retour invisible du spot) peuvent être prélevées sur la résistance R_6 (via une capacité THT) et appliquées à l'entrée « axe Z » de l'oscilloscope, s'il en comporte une. On peut synchroniser le générateur sur un signal extérieur en appliquant ce dernier à Q_2, via la capacité C_2. Ce signal devra présenter une amplitude comprise entre 200 mV et 1 V, afin de moduler la tension d'alimentation de Q_2 (donc son point de déclenchement), ce qui le synchronise sur le signal de commande.

C_2 doit présenter, à la fréquence de synchronisation, une impédance inférieure à R_5 et être isolé en conséquence. Si le signal de synchronisation est rectangulaire, à fronts raides, C_2 peut ne valoir que quelques centaines de picofarads.

GÉNÉRATEURS DE RAMPE ET DE TRIANGLE A AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

Les amplificateurs opérationnels sont très commodes pour obtenir des signaux en forme de triangle ainsi que des rampes servant à tester des amplificateurs audiofréquence (distorsion de passage à zéro, etc.). Le moyen le plus simple pour obtenir une rampe ou un triangle est d'utiliser un oscillateur à relaxation à amplificateur opérationnel (« amp-op ») IC_1, monté en cascade avec un amplificateur suiveur IC_2, comme le montre la figure 3.3. L'oscillateur à relaxation a été décrit, dans son principe, au chapitre 2 (générateur de signal carré); C_1 se charge exponentiellement sur alimentation positive via R_1 et R_2 jusqu'à atteindre un potentiel de basculement de l'amplificateur opérationnel, pour lequel C_1 se charge alors exponentiellement sur alimentation négative; toujours via R_1 et R_2, jusqu'à atteindre un second potentiel de basculement pour lequel la situation initiale se répète. On peut prélever

un signal carré sur la sortie 6 du circuit intégré IC_1, de même qu'un signal approximativement triangulaire peut être prélevé aux bornes de C_1 ; il est préférable de fournir le signal à un ampli tampon IC_2 suivi d'un potentiomètre R_5 sur lequel on obtiendra un signal susceptible d'alimenter une charge sans perturber l'oscillateur « triangulaire ».

Sur le montage 3.3 on a limité l'amplitude du triangle à 1,7 V, via le diviseur $R_3 - R_4$, afin de fonctionner sur des portions « relativement rectilignes » de l'exponentielle de charge de C_1. R_1 permet de régler la fréquence de 800 Hz, à 8 kHz. D'autres gammes peuvent être obtenues, bien sûr, en changeant la valeur de C_1. Le potentiomètre R_5, rappelons-le, sert à ajuster le niveau de sortie.

Ce circuit délivre un signal « triangle » symétrique, car la capacité se charge et se décharge via le même réseau de résistance. La figure 3.4 montre une variante permettant d'adapter le montage 3.3 de façon à obtenir un signal en rampe à pentes variables, mais à fréquence fixe. Les pentes du signal sont réglables au moyen de R_1. La période du signal est de 1 ms, et la pente d'attaque peut varier de 0,09 ms à 0,9 ms. Un léger ajustement de la fréquence

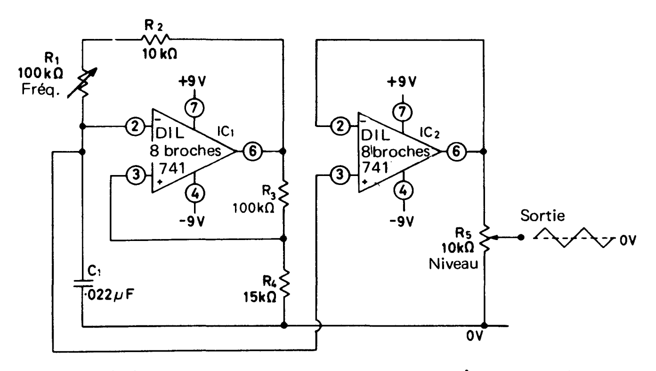


Fig. 3.3. Générateur de triangle 800 Hz – 8 kHz à ampli opérationnel

est possible, via R_4, autour de 1 kHz; le niveau de sortie est réglable au moyen de R_6.

Les montages 3.3 et 3.4 ne délivrent un signal linéaire que si leur amplitude reste limitée, du fait que l'on utilise la charge

et la décharge de forme exponentielle de la capacité C_1. Le montage 3.5 par contre est parfaitement linéaire dans la gamme 199 Hz à 1 kHz (avec les composants utilisés). En modifiant la valeur de C_1, on peut changer cette gamme de fréquence.

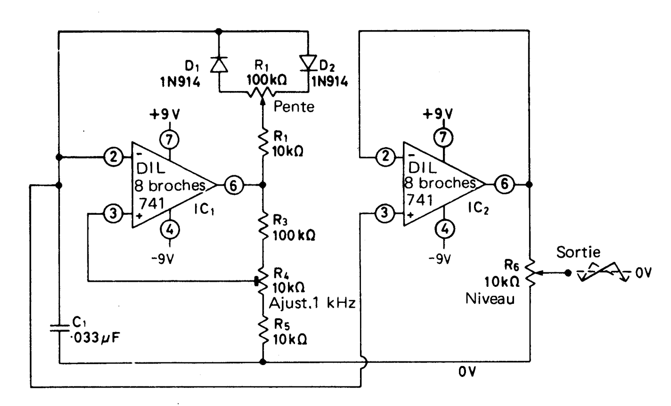


Fig. 3.4. Générateur de rampe à pente variable 1 kHz, à ampli opérationnel

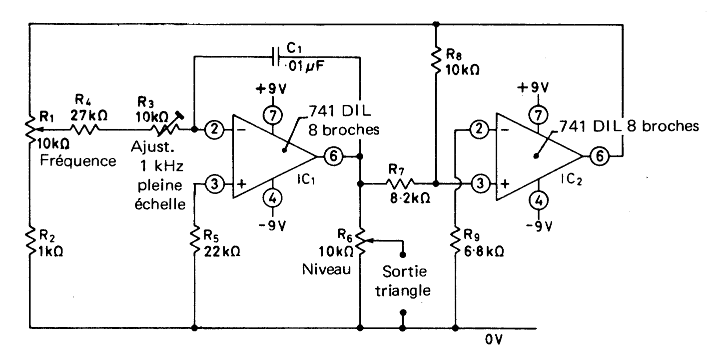


Fig. 3.5. Générateur de triangle linéaire 100 Hz – 1 kHz

Le montage 3.5 se compose de deux parties, à savoir un intégrateur (IC_1) suivi d'un comparateur de tension différentiel (IC_2).

L'intégrateur utilise le réseau $R_3 - R_4 - C_1$; il est alimenté par le diviseur de tension $R_1 - R_2$ qui lui-même est commandé par la sortie du comparateur IC_2. Le seuil de déclenchement de IC_2 est déterminé par le rapport de R_7 et R_8. La capacité C_1 se charge et se décharge donc via $R_3 - R_4 - R_1 - R_2$ de façon parfaitement linéaire. On obtient, sur la sortie 6 de IC_1 une forme d'onde parfaitement triangulaire et symétrique. Un potentiomètre R_6 permet de prélever le signal avec une amplitude variable. On obtient une décade en fréquence en réglant la résistance R_1 et on peut ajuster à 1 kHz exactement lorsque R_1 est à fond, au moyen de R_3. En changeant la valeur de C_1 on peut obtenir d'autres gammes de fréquence.

La figure 3.6 donne un exemple de montage à rampe linéaire à pente variable. Il s'agit d'une modification du montage 3.5 consistant à placer tête-bèche des diodes D_1 et D_2 ainsi qu'une résistance variable R_4 en série-parallèle dans le circuit de charge de la capacité C_1. On peut ainsi modifier les constantes de temps de charge et de décharge de cette capacité. L'alternance positive emprunte le chemin $R_3 - D_1$ partie supérieure de R_4, l'alternance négative met en jeu la partie inférieure de R_4, D_2 et R_3. R_4 permet de régler le rapport des deux constantes de temps sans affecter la période, qui est la somme des deux constantes de temps. Cette fréquence se règle au moyen de R_1, le niveau de sortie étant ajusté par R_6.

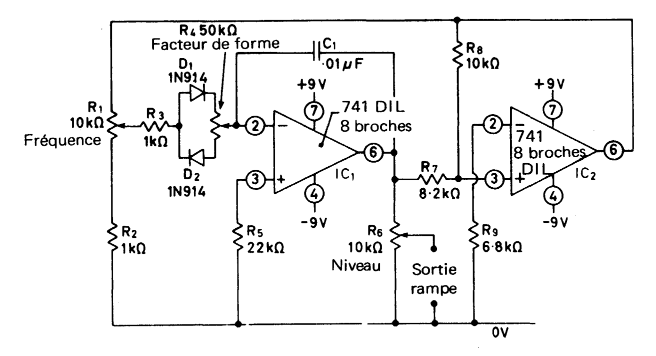
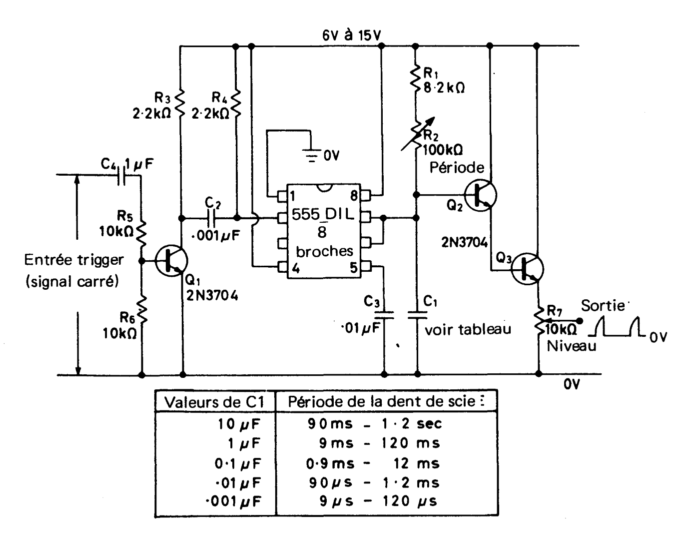


Fig. 3.6. Générateur de rampe à pente variable 100 Hz à 1 kHz

GÉNÉRATEUR DE DENT DE SCIE DÉCLENCHÉ A 555.

La figure 3.7 montre comment utiliser un 555 pour réaliser un générateur de dent de scie non linéaire à déclenchement. Ce circuit est un multivibrateur monostable déclenché par trigger; le signal de sortie est prélevé sur la capacité C_1 via la cascade tampon des transistors Q_2 et Q_3 et le potentiomètre R_7. Chaque fois que le monostable est déclenché, C_1 se charge exponentiellement via R_1 et R_2 à 2/3 Vcc; le monostable revient alors à zéro. La période de fonctionnement peut varier de 9 µs à 1,2 seconde avec les valeurs indiquées sur le tableau de la figure 3.7. La fréquence de répétition maximum est approximativement de 100 kHz.



Valeurs de C1	Période de la dent de scie :
10 µF	90 ms - 1·2 sec
1 µF	9 ms - 120 ms
0·1 µF	0·9 ms - 12 ms
·01 µF	90 µs - 1·2 ms
·001 µF	9 µs - 120 µs

Fig. 3.7. Générateur de dent de scie utilisant un circuit 555 (montage de base)

On notera que ce circuit doit être déclenché avec un signal dont les fronts de montée et de descente sont assez raides (créneau

de bonne qualité). La période de la dent de scie peut varier sur une décade, au moyen de R_2, et l'amplitude du signal de sortie peut être réglée par R_7.

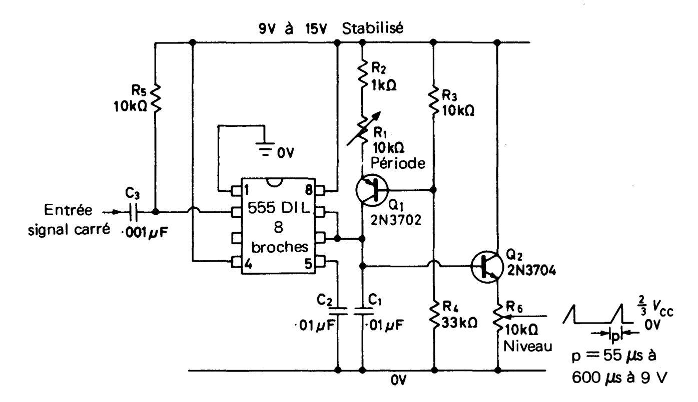


Fig. 3.8. Générateur de dent de scie linéaire à déclenchement utilisant un 555

Le montage 3.8 permet d'obtenir la linéarité de la dent de scie en chargeant C_1 avec une source à courant constant. Le signal de sortie est prélevé sur C_1 via Q_2 et le potentiomètre R_6. La charge linéaire de la capacité C_1 peut s'exprimer en volts par seconde = ampères par Farad, ou plus communément en volts par micro-seconde = ampères par microfarad – et volts par milliseconde = milliampères par microfarad. On peut modifier le taux de charge en agissant sur la valeur de la capacité ou en modifiant le débit de la source de courant constant.

Dans le cas du montage 3.8 le courant de charge peut être réglé entre 90 μA et 1 mA au moyen de R_1, ce qui assure des taux de charge de la capacité de 0,01 μF de 9 V/ms à 100 V/ms. Si l'on se rappelle que le monostable retourne à zéro lorsque la charge de la capacité est de 2/3 Vcc, on obtient, sur alimentation de 9 volts, une période qui varie de 666 μs à 60 μs. L'alimentation aura bien sûr tout intérêt à être stabilisée si l'on désire une bonne précision.

Ce circuit peut être utilisé comme base de temps à déclenchement d'un oscilloscope; la période minimum qui peut être envisagée

est de 5 μs, soit 0,5 μs par division sur l'écran gradué du tube cathodique. Des signaux d'allumage et d'extinction du spot peuvent être prélevés sur la sortie 3 du 555.

On peut synchroniser ce générateur jusqu'à 150 kHz; le signal de synchronisation doit présenter des fronts de montée et descente raides.

GÉNÉRATEURS DE RAMPE ET DE TRIANGLE A XR2206

Le circuit intégré générateur de fonctions XR2206 est tout indiqué pour l'obtention de triangles linéaires ou de rampes linéaires à pentes variable. Les figures 3.9 à 3.12 montrent comment employer ce circuit.

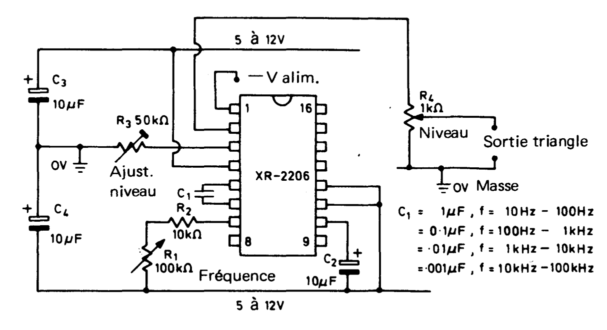


Fig. 3.9. Générateur de signal triangle à alimentation double XR 2206

Les montages 3.9 et 3.10 produisent des signaux triangles, dont la fréquence est déterminée par les valeurs de $R_1 - R_2$ et de C_1. Le réglage de R_1 assure une plage de une décade. On peut obtenir des fréquences de 10 Hz à 100 kHz en utilisant des valeurs de C_1 telles qu'indiquées par les tableaux. Le montage 3.9 fonctionne sur alimentation double ±5 V, ±12 V, tandis que le montage 3.10 est prévu pour une alimentation simple (10 V à 24 V).

La résistance R_3 permet de prérégler le niveau maximum du signal triangle à une valeur déterminée. Ces circuits peuvent en effet délivrer 12 V crête-crête de signal à vide (sur alimentation

24 volts). Sur alimentation 9 V ou 18 V, il faut régler R_3 afin d'éviter la saturation; ensuite le niveau de sortie peut être réglé au moyen de R_4.

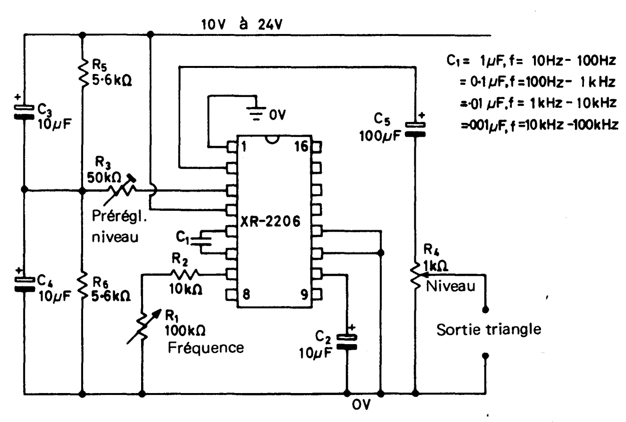


Fig. 3.10. Générateur de signal triangle XR 2206 à alimentation simple

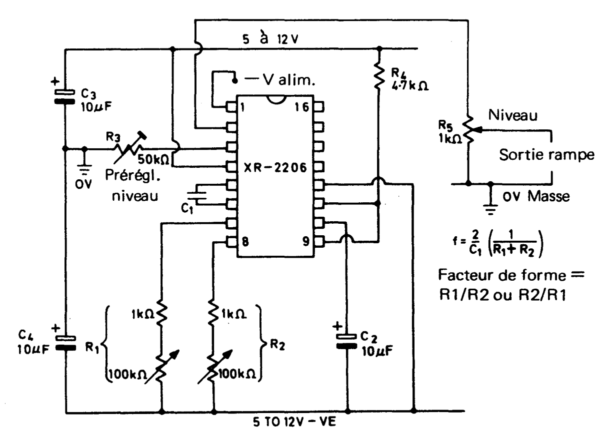


Fig. 3.11. Générateur de rampe à pente variable XR 2206 à alimentation double

Les montages 3.11 et 3.12 présentent la particularité que les constantes de charge et de décharge de C_1 sont différentes (R_1 : charge, R_2 : décharge); on peut donc régler indépendemment les deux pentes de montée et de descente du triangle. Le facteur de forme correspondant peut être réglé de 100 à 1 en variant R_1 et R_2.

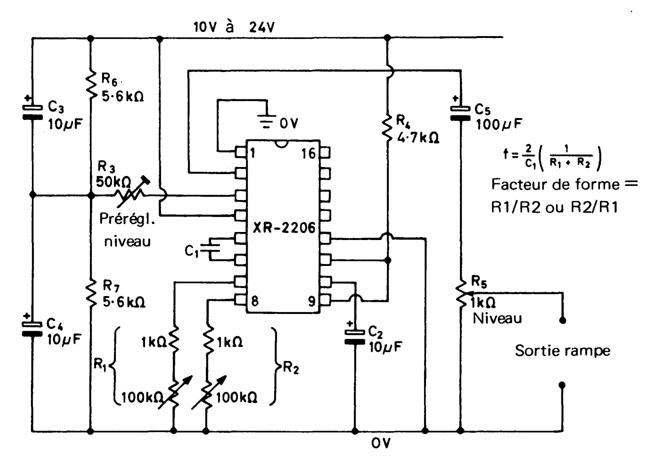


Fig. 3.12. Générateur de rampe à pente variable XR 2206 à alimentation simple

Le circuit 3.11 est destiné à être alimenté en double (±5 V à ±12 V) tandis que le circuit 3.12 fonctionne sur alimentation simple (10 V à 24 V). Le niveau maximum du signal est préréglable via R_3, et la tension de sortie via R_5.

CHAPITRE IV

GÉNÉRATEURS MULTIFONCTIONS

Les circuits que nous venons d'étudier sont prévus pour fournir un seul type de signal. Il est plus intéressant de concevoir des appareils capables de délivrer, suivant les besoins, tantôt un signal triangulaire, ou du carré, ou une rampe, ces fonctions diverses étant choisies au moyen d'un commutateur en assurant la sélection. On peut bien sûr envisager la sortie simultanée de deux ou plusieurs de ces signaux. Le présent chapitre est donc consacré à l'étude des générateurs multifonctions.

GÉNÉRATEURS MULTIFONCTIONS A AMPLI OPÉRATIONNEL

La figure 4.1 montre un schéma permettant d'obtenir simultanément un signal sinus et un signal carré dans la gamme 15 Hz à 15 kHz en trois décades (sélection par commutateur). Le circuit intégré IC_1 est monté en oscillateur à pont de Wien régulé par lampe, analogue au montage de la figure 1.5. Une fraction du signal sinusoïdal de sortie est fournie à une entrée d'un commutateur, IC_2, dont l'autre entrée est à zéro. A chaque passage à zéro de la sinusoïde, la sortie du comparateur passe de la saturation positive à la saturation négative; le signal sinus est donc converti en signal carré.

Le circuit 4.1 se règle en ajustant R_5 de façon à obtenir 2,5 Veff en sortie lorsque le potentiomètre R_6 est réglé à son maximum. Ce circuit délivre une sinusoïde dont la distorsion harmo-

nique est de l'ordre de 0,1 %. Le signal carré est utilisable en même temps que le signal sinusoïdal; son niveau est contrôlé par R_9, la valeur maximum étant de l'ordre de 15 V crête-crête. Les temps de montée et de descente sont respectivement de 1,5 et 0,5 µs.

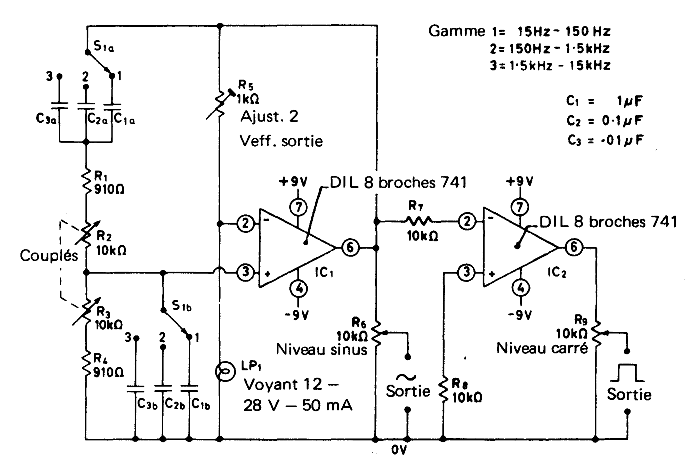


Fig. 4.1. Générateur de signal sinus/carré 15 Hz – 15 kHz à ampli opérationnel

La figure 4.2 représente un montage analogue permettant d'obtenir du triangle et du carré, dans la gamme de fréquence 100 Hz à 1 kHz. On obtient un signal triangle symétrique dont l'amplitude est réglable par R_6, et un signal carré réglable par R_{10}. Les temps de montée et de descente du signal carré sont 1,5 µs et 0,5 µs.

Le circuit 4.2 comporte deux parties, à savoir un intégrateur (IC_1) et un comparateur différentiel (IC_2). L'intégrateur est muni d'un réseau C_1 – R_3 – R_4, alimenté par le diviseur de tension R_1 – R_2, lui-même alimenté par la sortie du comparateur IC_2. Le seuil de déclenchement d'IC_2 est ajusté au moyen de R_7 – R_8. C_1 se charge et se décharge via R_3 R_4 suivant la polarité de la tension d'alimentation du diviseur R_1 – R_2; en 6 de IC_1 on obtient un

triangle parfait, tandis qu'un créneau de fréquence identique est obtenu en 6 de IC_2. La fréquence de fonctionnement peut être réglée sur une décade entière via R_1 et ajustée avec précision à 1 kHz via R_3 lorsque R_1 est à fond. En modifiant C_1 on obtient d'autres gammes de fréquence.

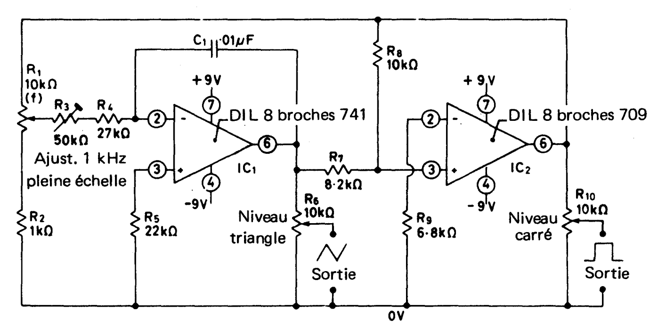


Fig. 4.2. Générateur de signal triangle/carré 100 Hz - 1 kHz à ampli opérationnel

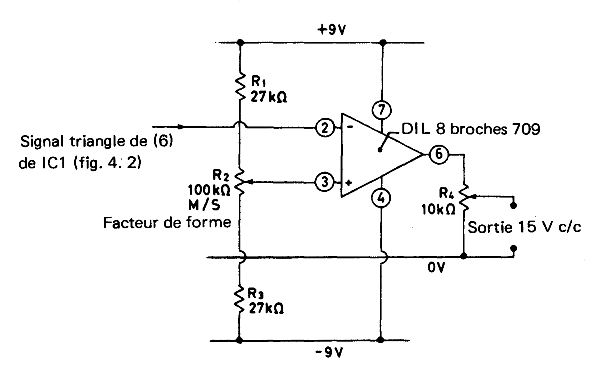


Fig. 4.3. Adaptateur à facteur de forme variable à utiliser avec le circuit 4.2.

Le triangle obtenu au moyen du circuit 4.2 peut être converti en sinus ou en signal créneau à facteur de forme différent de 1 au moyen de circuits spéciaux. La figure 4.3 montre un exemple d'un

tel circuit. L'amplificateur opérationnel 709 est monté en comparateur; l'une de ses entrées est alimentée par le signal triangle, l'autre étant à un potentiel de référence choisi entre l'alimentation positive et l'alimentation négative; on obtient le basculement du comparateur à la tension de saturation négative pour toutes ses valeurs du signal triangulaire d'entrée inférieure au potentiel de référence choisi, et réglable via R_2.

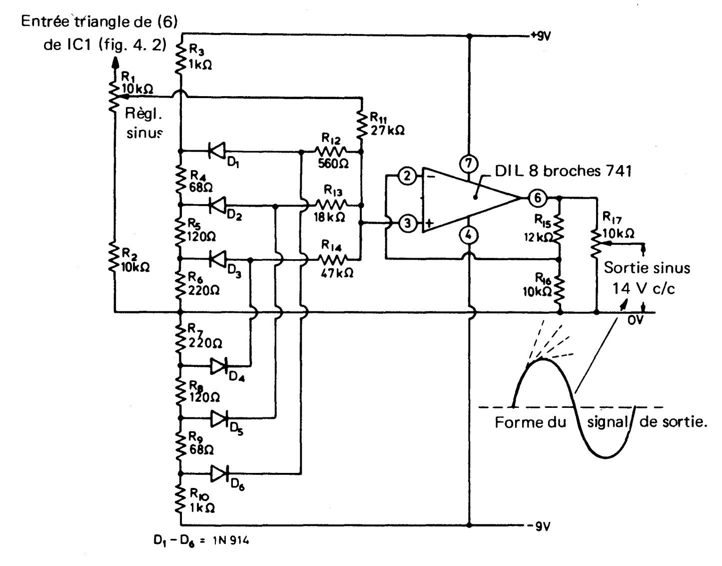


Fig. 4.4. Adaptateur sinus à utiliser avec le circuit de la figure 4.2

La figure 4.4 montre un circuit adaptateur permettant d'obtenir un signal triangulaire; ce dernier est appliqué à un réseau résistances-diodes via un diviseur de tension $R_1 - R_2$ réglable. On agit sur la pente du signal triangulaire par réduction progressive de sa pente par pas successifs. La forme d'onde obtenue est fournie à une amplificateur continu non inverseur qui délivre un signal d'amplitude maximum 14 V crête-crête, ajustable via R_{17}. La sinusoïde se compose de quatre portions rectilignes par quart

de cycle, le taux de distorsion harmonique totale restant inférieur à 2 %. R_1 sert à ajuster la forme de la sinusoïde obtenue, lorsque le montage 4.3 est alimenté par le générateur 4.2.

Enfin, la figure 4.5 montre une modification appliquée au circuit 4.3 pour obtenir une rampe linéaire de pente variable, ou un signal carré à facteur de forme variable. L'adaptation consiste à munir le réseau de charge de l'intégrateur de diodes d'aiguillage tête-bèche et d'un potentiomètre R_4.

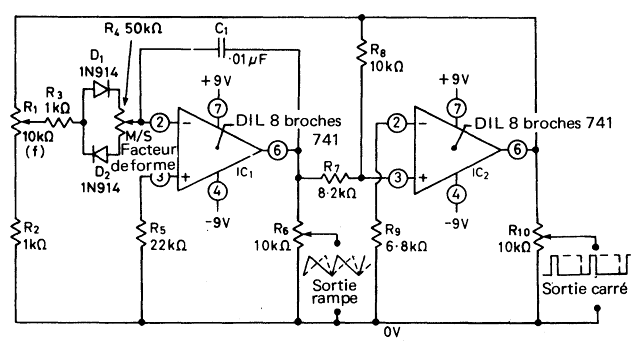


Fig. 4.5. Générateur de rampe et de signal carré 100 Hz à 1 kHz à pente et facteur de forme variable

Les constantes de temps de charge et de décharge de C_1 peuvent ainsi être modifiées l'une par rapport à l'autre. Les alternances positives sont obtenues par le circuit $R_3 - D_1$ et la partie supérieure de R_4, tandis que les alternances négatives le sont via $R_3 - D_2$ et la partie inférieure de R_4. Le potentiomètre R_4 permet de régler le facteur de forme du signal obtenu; la fréquence de fonctionnement est réglable, indépendamment par R_1.

GÉNÉRATEUR MULTIFONCTION A XR2206

Le circuit intégré XR2206 peut être utilisé en générateur multifonctions sinus/triangle/carré comme le montre la figure 4.6. Ce montage fonctionne sur alimentation double, et couvre la bande

10 Hz – 100 kHz en quatre décades. La fréquence de fonctionnement est déterminée par la capacité C_1 et les résistances $R_1 - R_2$. C_1 doit être du type non polarisé.

Le fonctionnement sinus/triangle est choisi par S_1, qui connecte, ou qui ne connecte pas R_4 entre 13 et 14 du circuit intégré. Dans le second cas, un signal triangle linéaire symétrique est obtenu sur la sortie 2. Dans le premier cas, on obtient sur cette sortie un signal sinusoïdal, dont la distorsion peut être réduite à 1 % en remplaçant R_4 par une résistance ajustable que l'on règlera de façon à avoir un minimum de distorsion. La résistance R_3 permet le réglage du niveau de sortie.

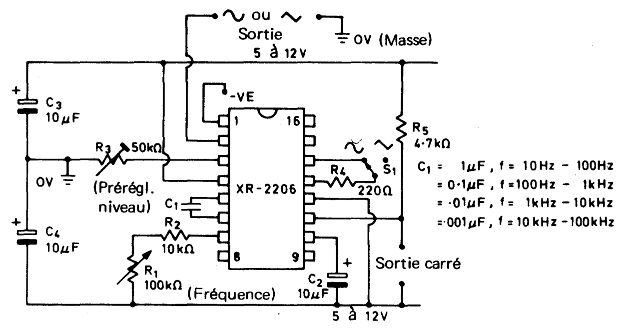


Fig. 4. 6 Générateur simple sinus / triangle / carré à amplitude de sortie fixe.

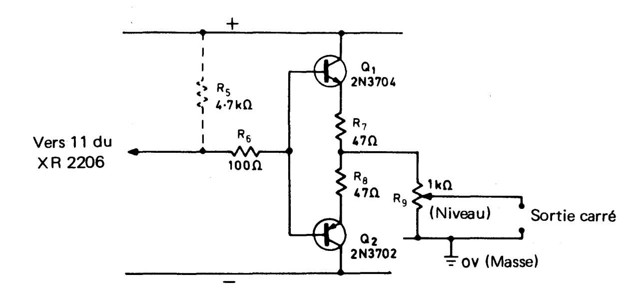


Fig. 4.7. Circuit auxiliaire permettant d'obtenir une sortie basse impédance, de niveau réglable sur le générateur de signal carré XR 2206

Un signal carré est disponible simultanément sur 11 du circuit intégré, sous haute impédance (entrée oscilloscope ou synchro). Les temps de montée et de descente sont de 250 ns et 50 ns, lorsque 11 est chargé par 10 pF.

La figure 4.7 montre comment utiliser un étage à basse impédance sortie pour exploiter plus commodément le signal carré disponible sur la sortie 11 du circuit XR2206. Il s'agit d'une paire de transistors complémentaires à émetteur suiveur reliée directement à la sortie 11 du circuit intégré. L'étage est protégé en court-circuit par des résistances de 47 Ω montées en série dans les émetteurs des transistors. Le potentiomètre R_9 permet de faire varier l'amplitude du signal de sortie.

La figure 4.8 présente un générateur économique dont les performances sont intéressantes et qui peut délivrer simultanément du sinus, du triangle et du signal carré. Il s'agit d'une amélioration du circuit 4.6 qui couvre la gamme 1 Hz à 200 kHz en 5 décades. Le commutateur S_1 sert à choisir la décade et le potentiomètre R_1 sert au réglage fin de la fréquence. Les décades se recouvrent d'un octave à leur partie supérieure. Un réglage de distorsion $R_4 - R_6$ est prévu, afin d'obtenir une sinusoïde à 0,5 % de distorsion harmonique.

Le signal sinus/triangle issu de la sortie 2 du circuit intégré est fourni, ainsi que le créneau, à un réseau atténuateur à transistors émetteurs-suiveurs. R_8 sert à centrer le sinal sinus/triangle autour de zéro et R_3 sert à régler le niveau avec précision à 2 Veff. La procédure de réglage du générateur avant sa mise en service est la suivante : On place d'abord le réglage de gain de l'atténuateur de façon à obtenir le niveau de sortie maximum. On positionne le commutateur sur la fonction « sinus » à 1 kHz, et l'on règle R_8 de façon à obtenir un signal symétrique par rapport à zéro. Cela peut être fait en connectant un voltmètre continu en sortie (2,5 V pleine échelle) et en ajustant R_8 de façon à lire zéro sur le voltmètre; ensuite on passe en position « alternatif » (sensibilité 2,5 Veff) et on règle le niveau du signal, via R_3, à 2 Veff. Enfin, on branche un oscilloscope ou un distorsiomètre et on règle $R_4 - R_6$ de façon à obtenir le minimum de distorsion. On revient alors sur le réglage de la symétrie et du niveau de sortie. La procédure de réglage est alors terminée et le générateur peut être mis en service.

La figure 4.9 montre comment utiliser le circuit XR2206 pour obtenir un signal en rampe à pente variable, ou rectangulaire, ou

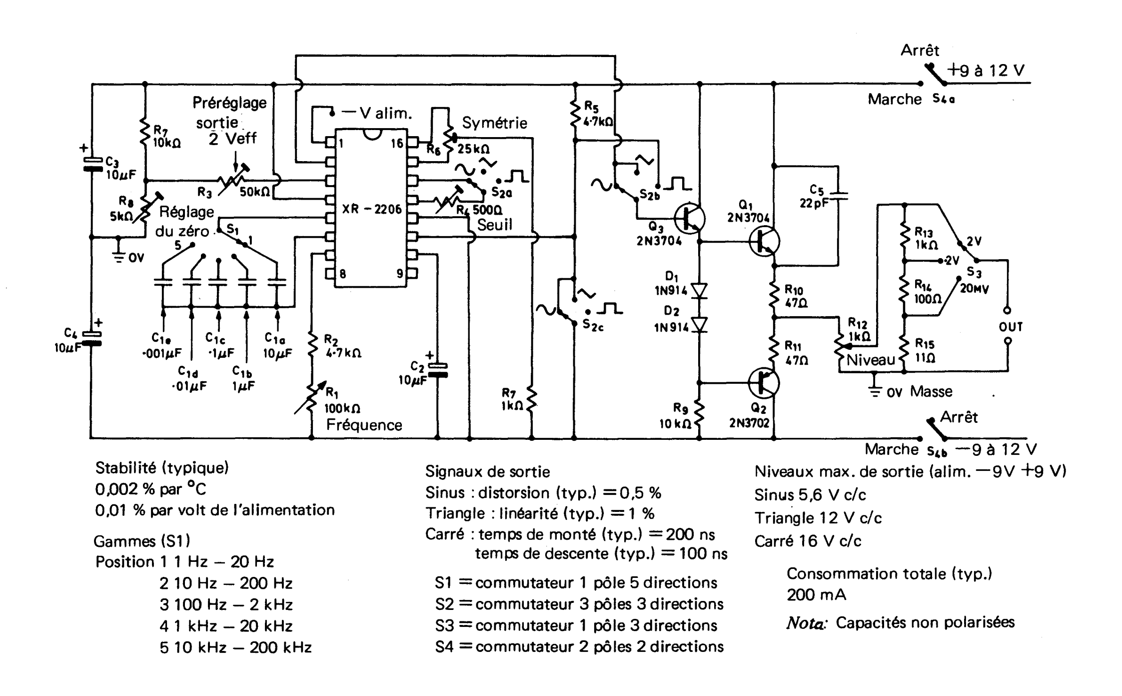


Fig. 4.8. Schéma et détails de réalisation d'un générateur économique et performant 1 Hz – 200 Hz sinus/triangle/carré

impulsionnel avec un facteur de forme variable. Le niveau de sortie est ajustable via R_8. Le circuit fonctionne par charge de C_1 via R_1 jusqu'à commutation sur un seuil déterminé du circuit, qui a pour effet de décharger C_1 via R_2, jusqu'à commutation du circuit et retour à l'état précédent. A chaque commutation, la sortie 11 du circuit passe du niveau positif au niveau négatif et réciproquement avec un front de descente – de montée – très raide.

Les pentes montante et descendante du signal, ainsi que les périodes haute et basse du signal rectangulaire peuvent être réglées indépendamment via R_1 et R_2. La fréquence de fonctionnement du circuit est donnée par :

$$f = \frac{2}{C_1}\left(\frac{1}{R_1 + R_2}\right)$$

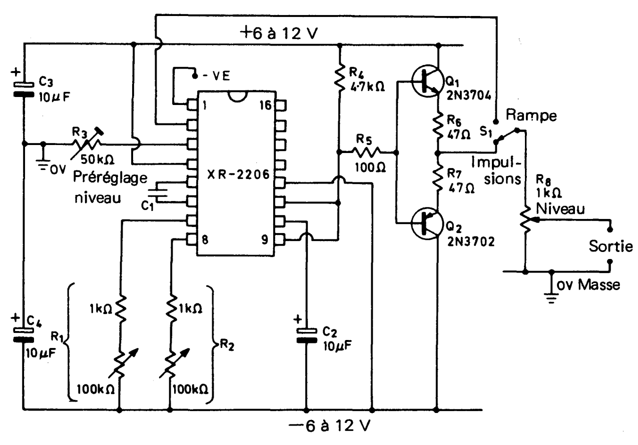


Fig. 4.9. Générateur d'impulsions et de rampes variables

Le signal de rampe du circuit 4.9 est prélevé sur la sortie 2 du circuit intégré et fourni directement au potentiomètre R_8, tandis que le signal impulsionnel prélevé sur la sortie 11. du circuit est fourni à R_8 via un étage tampon à transistors complémentaires montés en émetteur suiveur $Q_1 - Q_2$. Ces signaux sont symétriques par rapport à zéro volt. Ce circuit peut être amélioré en ajoutant

un sélecteur d'impulsions positives, négatives ou symétriques par rapport à zéro, comme le montre la figure 4.10 (sélecteur S_2).

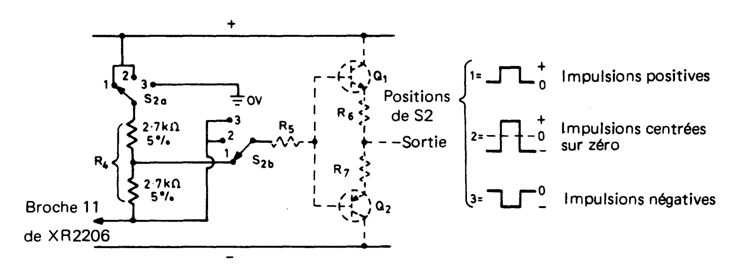


Fig. 4.10. Etage de sortie modifié permettant d'obtenir du circuit 4.9 des signaux positifs, négatifs ou symétriques par rapport à zéro

La résistance de charge R_4 est remplacée par une paire de résistances 2,7 kΩ – 5 %. Le commutateur S_2 étant en position 1, l'impulsion de sortie est prélevée à la jonction des deux résistances, et on obtient un signal positif, cadré entre la tension d'alimentation et sa moitié. En position 2, le signal de sortie est prélevé sur la sortie 11 du circuit intégré et l'on obtient des impulsions symétriques. En position 3 de S_2, le signal de sortie est prélevé sur la sortie 11 du circuit intégré, mais le sommet de la résistance R_4 est connecté à la masse; le signal de sortie reste donc toujours négatif par rapport à la masse.

GÉNÉRATEUR MULTIFONCTIONNEL A U.J.T.

Les transistors unijonction peuvent être utilisés pour obtenir de la dent de scie et des impulsions ou des signaux rectangulaires. La figure 4.11 montre un générateur fonctionnant avec un u.j.t. dans la gamme de 25 Hz à 3 kHz et qui produit une dent de scie non linéaire aux bornes de R_5, une impulsion positive de 30 μs aux bornes de R_4 et une impulsion négative de 30 μs aux bornes de R_3. La période du signal est définie par les valeurs de C_1 et R_1 – R_2. La durée des impulsions est déterminée par les valeurs de C_1 et

R_4. Ce circuit peut aussi fournir de la dent de scie linéaire en remplaçant le réseau de charge $R_1 - R_2$ par une source à courant constant identique à la chaine $R_1 - R_2 - R_3 - R_4 - D_1 - Q_1$ de la figure 3.2.

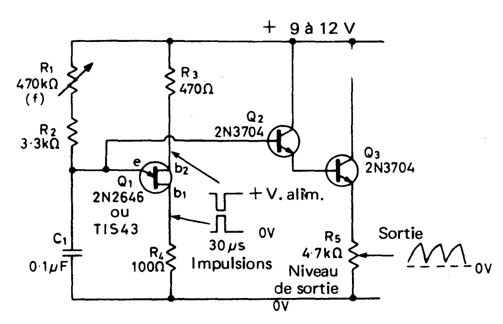


Fig. 4.11. Ce générateur à UJT délivre des impulsions et des dents de scie non linéaires – fréquence 25 Hz à 3 kHz.

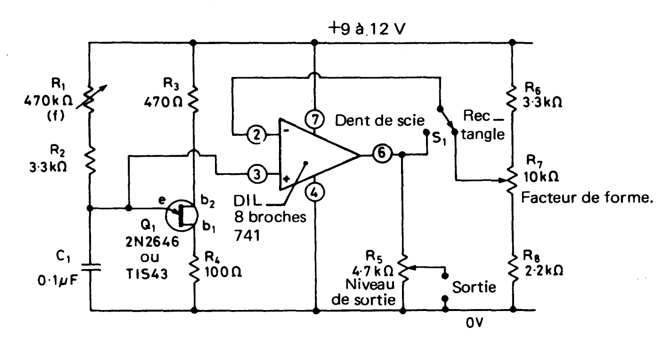


Fig. 4.12. Ce générateur à UJT délivre de la dent de scie non linéaire ou du signal carré à facteur de forme continûment variable jusqu'à l'infini.

La figure 4.12 montre comment utiliser un oscillateur à u.j.t. en association avec un amplificateur opérationnel afin d'obtenir une dent de scie non linéaire ou un signal rectangulaire à facteur de forme pouvant varier de 0 à l'infini. Lorsque le commutateur S_1 est placé en position « Dent de scie », l'amplificateur opération-

nel est connecté en amplificateur suiveur à gain unité et alimenté par la capacité définissant la fréquence de l'oscillateur à u.j.t. On obtient une dent de scie d'amplitude variable sur le curseur du potentiomètre R_5.

Lorsque S_1 est en position « Rectangle », l'amplificateur opérationnel est utilisé en comparateur, son entrée directe étant reliée à C_1 et son entrée inverseuse étant à un potentiel défini par le diviseur de tension $R_6 - R_7 - R_8$ monté entre masse et alimentation du circuit. Le comparateur bascule de 0 à la saturation lorsque son entrée directe « voit » son potentiel franchir le seuil défini sur son entrée inverseuse par valeurs croissantes; il bascule de la saturation à 0 lorsque le potentiel franchit le seuil par valeurs décroissantes. Le facteur de forme est variable de 0/1 à 1/0 via R_7.

Le circuit 4.12 peut être modifié de façon à fournir une dent de scie linéaire au moyen d'une source à courant constant chargeant la capacité C_1 comme le montre la figure 4.13. Ce générateur couvre les fréquences de 60 Hz à 7 kHz en deux décades.

Les circuits 4.12 et 4.13 peuvent fonctionner de façon satisfaisante jusqu'à 10 kHz, au delà de cette limite, le 741 ne suit plus.

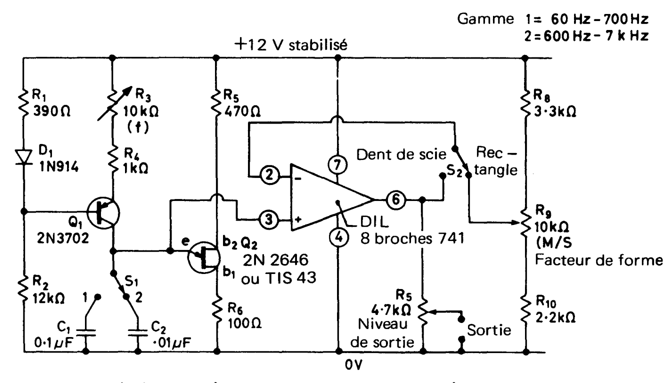


Fig. 4.13. Ce générateur à UJT 60 Hz – 7 kHz délivre de la dent de scie ou du signal carré à facteur de forme variable.

Gamme 1 = 25Hz- 3kHz
2 = 830Hz -100kHz

La figure 4.14 montre comment modifier le circuit 4.12 afin d'obtenir de la dent de scie non linéaire et du signal rectangulaire à front de montée raide jusqu'à des fréquences de 10 kHz. Ce circuit couvre la bande de 25 Hz à 100 kHz en deux gammes se recouvrant.

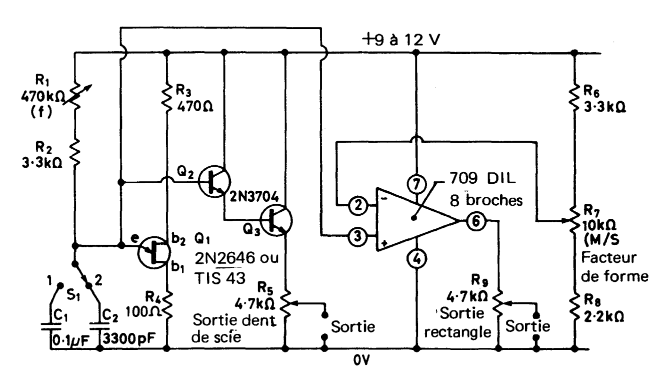


Fig. 4.14. Générateur dent de scie/carré 25 Hz – 100 kHz

Ce circuit possède deux sorties indépendantes. L'amplitude de la dent de scie est variable via R_5, alimenté par le montage Darlington $Q_2 - Q_3$ qui prélève sur C_1 la tension en dent de scie. Le signal rectangulaire à facteur de forme variable est disponible sur le curseur de R_9, le potentiomètre R_7 permet le réglage de ce facteur de forme. Un ampli 709 monté en comparateur comme on l'a vu précédemment, permet d'engendrer ce signal créneau. Ce circuit intégré présente un temps de montée de 1,5 μs et un temps de descente de 0,5 μs.

GÉNÉRATEUR DE DENT DE SCIE ET D'IMPULSIONS A DÉCLENCHEMENT UTILISANT UN 555

Pour terminer ce chapitre, la figure 4.15 montre comment un 555 peut être monté de manière à fonctionner en générateur d'impulsions et de dents de scie à déclenchement; les deux signaux

fournis présentent la même période, pouvant s'étendre de 55 µs à 600 µs avec les composants prévus sur le schéma, et une tension d'alimentation de 9 V. Cette gamme de périodes peut être modifiée en changeant C_1 ; la valeur de la période est en effet proportionnelle à C_1.

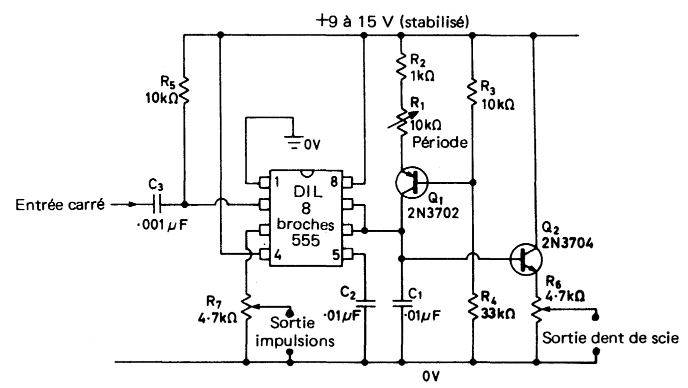


Fig. 4.15. Générateur d'impulsions et de dent de scie 55µs – 600 µs déclenché

On remarquera que ce circuit correspond à une modification de la figure 3.8, une description plus complète en est donnée au chapitre 3.

CHAPITRE V

GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX SPÉCIAUX

Les signaux vus jusqu'à présent, sinus, carré, triangle, rampe, impulsions correspondent à des besoins courants. D'autres signaux sont nécessaires pour des applications plus particulières, par exemple du « bruit blanc », des tensions en escalier, des étalons de fréquence pilotés par cristal, des formes d'onde synthétiques ou tout simplement des signaux d'alarme. Ce chapitre a pour but d'échantillonner ces applications variées de l'électronique moderne.

MODIFICATION DE SIGNAUX CONNUS

On a vu précédemment comment convertir un sinus en carré ou en rampe au moyen de circuits élémentaires (trigger de Schmidt) ainsi qu'un triangle en sinus (matrice de diodes). Les figures 5.1 à 5.5. donnent des exemples de circuits RC ou à diodes permettant de modifier de façon simple les signaux d'entrée qui leur sont appliqués (différentiateurs, clamping, écrêteurs).

La figure 5.1 montre comment la forme et le niveau d'un signal carré symétrique et non symétrique peuvent être modifiés en passant dans un circuit R – C différentiateur de constante de temps déterminée. Les diagrammes correspondent à un signal d'entrée de période 1 ms (f = 1 kHz), le réseau RC ayant une constante de temps de a) 100 ms, b) 1 ms, c) 0,01 ms.

Dans le cas 5.1a, la constante de temps du circuit est grande vis-à-vis de la période du signal d'entrée; la forme et l'amplitude

du signal de sortie sont identiques à celles du signal d'entrée, mais ce dernier est « à cheval » sur zéro de telle façon que le rapport crête positive/crête négative est proportionnel au facteur de forme du signal d'entrée.

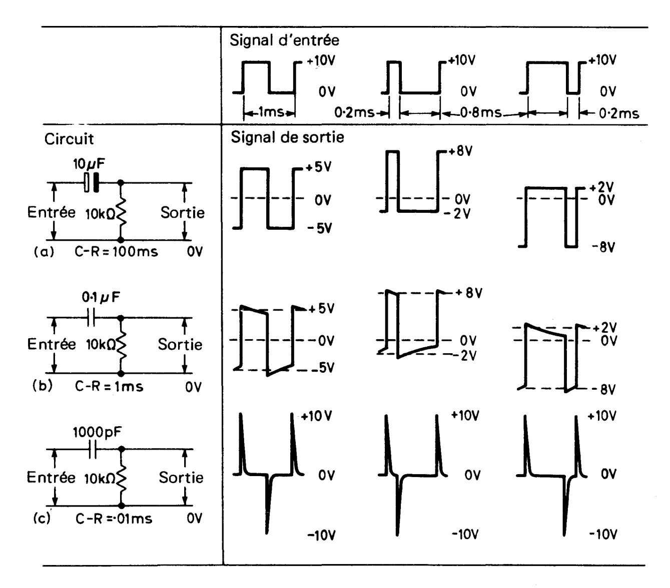


Fig. 5.1. Influence d'un circuit RC sur des signaux carrés symétriques et non symétriques

Dans le cas 5.1b, la constante de temps du circuit est égale à la période du signal d'entrée, la forme du signal de sortie est altérée et l'amplitude crête-crête en est supérieure à celle du signal d'entrée; le signal de sortie est à « cheval sur zéro » dans les mêmes conditions que précédemment.

Le circuit 5.1c, dont la constante de temps est très courte vis-à-vis du signal d'entrée, « différencie » de façon parfaite le signal qui lui est appliquée en fournissant des impulsions courtes correspondant aux fronts de montée et de descente du signal d'entrée, l'amplitude de ces impulsions étant double de celle du signal d'entrée.

La figure 5.2 montre l'effet d'une diode de clamping positif, qui interdit en sortie tout signal négatif. L'effet de cette diode

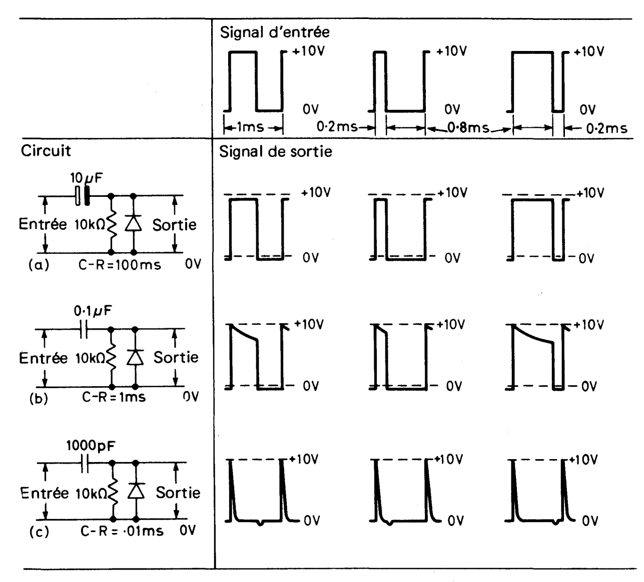


Fig. 5.2. Influence d'un circuit RC auquel on ajoute des diodes de clamping positif sur des signaux carrés symétriques ou non symétriques

est particulièrement efficace dans le cas 5.2c où toutes les impulsions négatives sont éliminées.

La figure 5.3 montre l'effet d'une diode de clamping négatif, les résultats étant symétriques de ceux que l'on vient de voir précédemment.

La figure 5.4 montre comment l'on peut modifier des signaux carrés ou sinusoïdaux en les faisant passer dans des réseaux RC de constante de temps assez longue vis-à-vis du signal d'entrée contenant des diodes connectées de façons diverses. La constante de temps, du réseau RC est de 100 ms, la période du signal d'entrée est de 1 ms.

Le circuit 5.4a symétrise le signal qui lui est appliqué autour de zéro volt (réseau différentiateur RC).

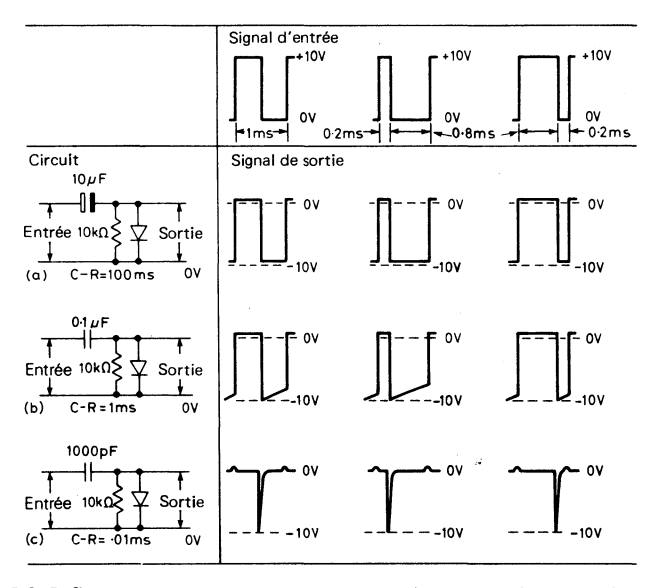


Fig. 5.3. Influence d'un circuit RC auquel on ajoute des diodes de clamping négatif sur des signaux carrés symétriques et non symétriques

Le circuit 5.4b possède un clamping positif. Dans le cas du signal carré appliqué en entrée, la sortie est légèrement translatée par rapport à l'entrée, tandis que le signal sinusoïdal est écrêté sur ses arches négatives.

Le circuit 5.4c correspond à un clamping négatif dont l'effet est symétrique du précédent.

Le circuit 5.4d possède une diode de clamping polarisée à +2 volts, ce qui écrête toute valeur du signal de sortie supérieure à cette valeur. Le signal carré de sortie varie entre + 2 V et −8 V; le signal sinusoïdal est écrêté à +2 V; son arche négative passe sans

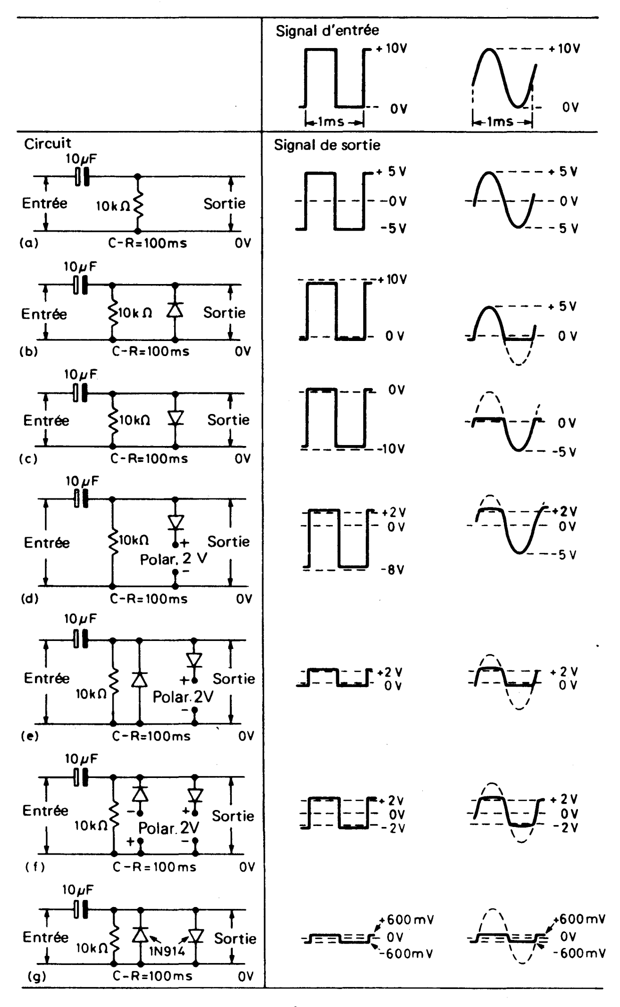


Fig. 5.4. Influence d'un circuit RC à grande constante de temps auquel on ajoute des diodes de clamping et/ou d'écrêtage sur les signaux symétriques sinus et carrés.

modification. Un effet complémentaire du précédent est obtenu en polarisant la diode dans le sens opposé à celui de la figure.

Le circuit 5.4e combine le clamping et l'écrêtage apparaissant respectivement en 5.4b et 5.4d. Le signal de sortie est cadré entre 0 volt et +2 volts. La sinusoïde est fortement distordue par ce circuit.

Le circuit 5.4f combine la diode polarisée positivement du circuit 5.4d avec une diode polarisée négativement, les tensions de polarisation étant toutes deux égales à 2 V. Le signal de sortie est symétrique autour de zéro, limite en amplitude à ±2 V.

Le circuit 5.4g montre l'effet de deux diodes tête-bèche montées sur la sortie du réseau RC. Ce circuit correspond à la combinaison de 5.4b et 5.4c, ou à 5.4f avec diodes polarisées à zéro. On obtient un signal de sortie symétrique écrêté à +600 mV et –600 mV (seuil des diodes silicium).

La figure 5.5 résume les effets que l'on obtient en montant des diodes en série dans les sorties des réseaux RC, dont le rôle est de redresser ou de couper partiellement le signal de sortie, tandis que le réseau RC translate simplement le signal appliqué en entrée autour de zéro. Le circuit 5.5a provoque un ébasage négatif et le circuit 5.5b un écrêtage positif. Le circuit 5.5c provoque un ébasage du signal sous 2 volts et le circuit 5.5d un écrêtage du signal appliqué au-dessus de 2 V.

Un effet d'écrêtage analogue peut être obtenu en appliquant des tensions de polarisation négative aux diodes des circuits 5.5c et 5.5d, comme le montrent les figures 5.5e et 5.5f. Des valeurs diverses de ces tensions de polarisation permettent de choisir des niveaux d'écrêtage selon les besoins.

On doit noter que les schémas représentant les signaux ne tiennent pas compte des effets dûs aux chutes de tension dans les diodes et aux impédances des circuits d'entrée et d'utilisation.

Enfin, disons que les circuits 5.1 à 5.5 peuvent fournir un grand nombre de signaux utiles en les alimentant avec du triangle, des rampes, de la dent de scie, ou en modifiant leur sortie au moyen de circuits élémentaires de filtrage.

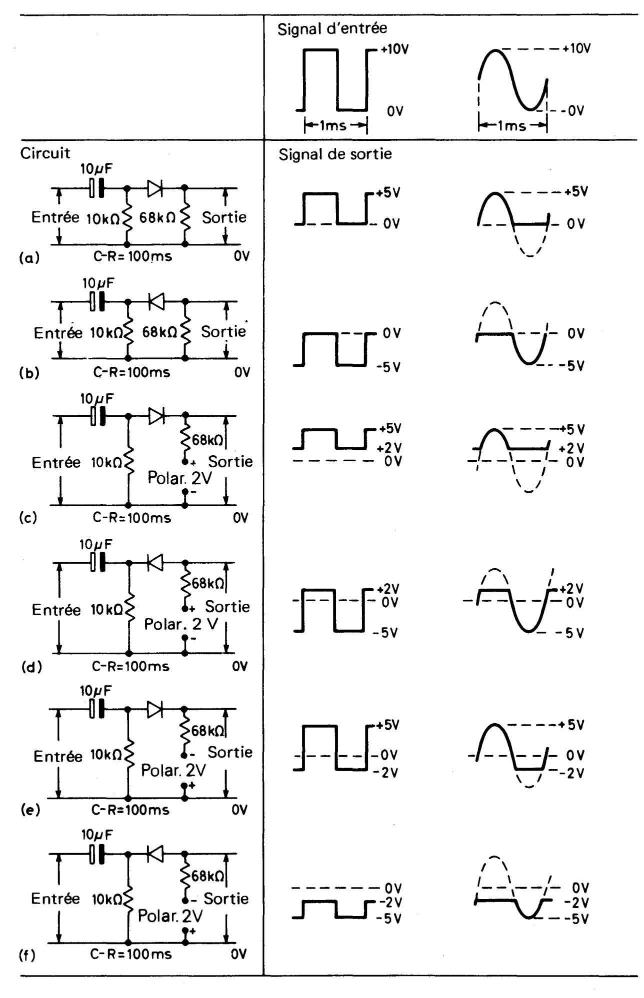


Fig. 5.5. Influence d'un circuit RC à grande constante de temps auquel or ajoute des diodes séries en sortie sur des signaux symétriques sinu: et carrés

GÉNÉRATEUR DE BRUIT BLANC

On appelle bruit blanc un signal aléatoire dont le spectre de fréquence est plat sur un domaine assez étendu. On utilise un tel signal pour tester la réponse des amplificateurs audio et radio fréquence, ou pour obtenir des effets spéciaux dans les techniques de bruitage. Les diodes Zener sont d'excellents générateurs de bruit blanc. La figure 5.6 montre un schéma simple permettant d'amplifier le bruit inhérent à la conduction d'une diode Zener.

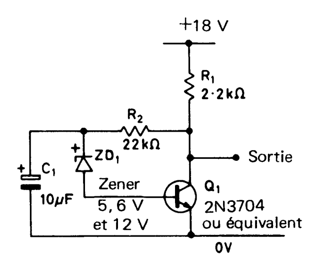


Fig. 5.6. Générateur de bruit blanc

La résistance R_2 est montée en contre-réaction entre collecteur et, base du transistor Q_1, ce qui stabilise le point de fonctionnement en continu du circuit. La capacité C_1 découple cette réaction en alternatif; la diode zener – source de bruit – est montée en série dans le circuit base du transistor, qui amplifie cette tension de bruit à un niveau exploitable. On peut utiliser une diode zener 5,6 V à 12 V, la tension de bruit délivrée étant de 1 volt crête crête.

OSCILLATEUR NON ACCORDÉ A CRISTAL

On utilise un quartz, taillé selon certaines règles, comme résonateur mécanique pour assurer la stabilité des oscillateurs électroniques. La figure 5.7 donne l'exemple d'un tel circuit « piloté » par un quartz piezoélectrique; le montage est valable pour des fréquences de 50 kHz à 10 MHz.

Le circuit 5.7 fonctionne de façon très simple. Le transistor Q_1 est monté en amplificateur base commune, celle-ci étant polarisée

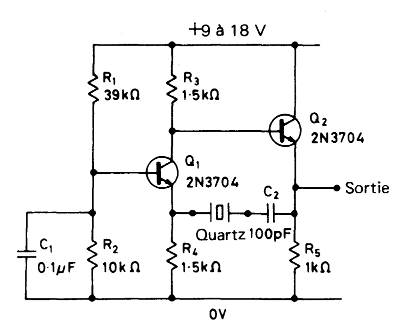


Fig. 5.7. Oscillateur à cristal 50 kHz – 10 MHz (suivant fréquence du quartz)

par le pont diviseur $R_1 - R_2$, et découplée en alternatif par la capacité C_1. Le quartz attaque le transistor Q_1 sur son émetteur, et le signal de sortie est prélevé sur son collecteur; ce dernier est en phase avec la tension alternative de l'émetteur; le gain du transistor Q_1 entretient l'oscillation qu'un transistor Q_2 monté en émetteur suiveur permet de prélever à basse impédance. Le gain de cet étage de sortie est égal à l'unité, le signal sur R_5 étant en phase avec le potentiel de collecteur de Q_1. Le quartz joue donc le rôle de circuit oscillant intercalé dans la boucle $Q_1 - Q_2$ assurant un gain substantiel et un déphasage nul. Le quartz impose sa fréquence de résonance à l'ensemble de l'oscillateur, avec une surtension confortable qui confère à ce montage une excellente stabilité. Les valeurs des composants choisies permettent d'obtenir un fonctionnement correct de 50 kHz à 10 MHz. Il suffit de choisir le quartz correspondant à la fréquence désirée. Le niveau de l'oscillation obtenue est de plusieurs volts crête-crête. En haute fréquence, les performances de ce circuit peuvent être améliorées avec une self-induction de quelques dizaines de μH en série avec la résistance de charge R_3 du collecteur de Q_1.

GÉNÉRATEUR DE MARCHES

Il s'agit d'un montage permettant d'obtenir un signal partant d'un niveau minimum pour atteindre un niveau maximum en un certain nombre de marches qui en général sont d'égale durée; lorsque le niveau maximum est atteint, le signal retombe à son niveau minimum et le cycle se répète. De tels générateurs peuvent servir de compteurs d'impulsion, de diviseurs de fréquence ou de sources de tension à échelon pour piloter un traceur de courbe.

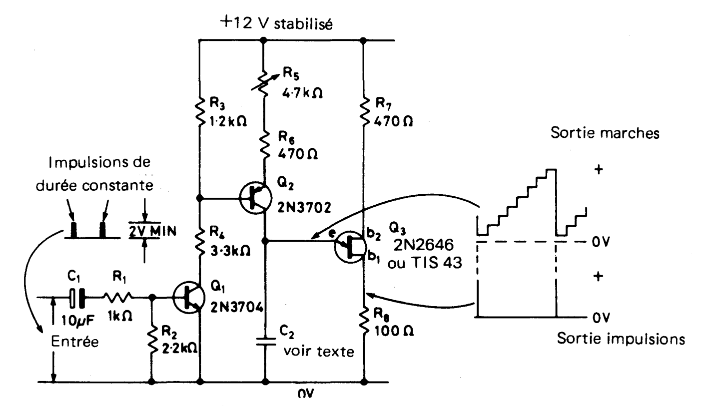


Fig. 5.8. Générateur de marches linéaire

La figure 5.8 montre un exemple de circuit générateur de marches, le transistor Q_1 est monté en émetteur commun; il commande un transistor Q_2 monté en source à courant constant qui charge la capacité C_2; cette dernière alimente l'entrée d'un transistor unijonction Q_3. En l'absence de signal d'entrée, Q_1 et Q_2 sont bloqués, C_2 ne se charge pas. Lorsqu'on applique à l'entrée de ce circuit une impulsion positive de largeur constante, via C_1, Q_1 et Q_2 sont portés en conduction et C_2 se charge à courant constant pendant la durée de l'impulsion. La tension sur C_2 s'accroît d'une quantité fixe chaque fois qu'une impulsion est appliquée à l'entrée du générateur. Lorsque l'impulsion est « terminée », C_2 ne peut se décharger d'aucune façon et conserve donc sa tension de charge. Après un certain nombre de charges élémentaires

le potentiel sur C_2 atteint la tension d'amorçage de Q_3; l'u.j.t. décharge entièrement C_2 et permet un nouveau cycle de charges.

Si les impulsions de commande sont appliquées à fréquence constante, le signal prélevé sur C_2 est un escalier « linéaire »; on obtient sur R_8 une impulsion brève chaque fois que l'u.j.t. se déclenche. Si la fréquence des impulsions de commande n'est pas constante, l'escalier obtenu n'est pas linéaire, mais le signal impulsionnel sur R_8 apparaît au bout d'un nombre prédéterminé de charges. On peut obtenir avec ce montage des cycles de 2 à 20 marches.

Notons que la durée des impulsions élémentaires doit être stable si l'on désire des marches d'amplitude constante, de même que la durée des impulsions doit être faible vis-à-vis de leur période de répétition. La valeur de C_2 doit être déterminée par essais successifs. Une fois que cette valeur a été déterminée, le nombre de marches – ou rapport de division – peut être ajusté sur une plage de 10 à 1 en réglant R_5. Les générateurs d'impulsions décrits au chapitre 2 peuvent être utilisés pour commander ce circuit. Le signal de sortie apparaissant sur C_2 est à haute impédance. On peut obtenir un signal à faible impédance au moyen d'un montage émetteur suiveur Darlington intercalé en « tampon » entre la capacité C_2 et l'utilisation.

La figure 5.9 montre un circuit bien connu sous le nom de pompe à diode qui délivre un signal en marches d'escalier non linéaires mais dont le nombre de marches est indépendant (ou presque) de la forme du signal d'entrée.

Lorsqu'aucun signal de commande n'est appliqué, Q_1 est bloqué et la capacité C_3 se charge via R_3 – C_2 et D_1. C_2 – C_3 fonctionnent en diviseur de potentiel capacitif, et une fraction constante de la tension d'alimentation du circuit apparaît sur C_3. Lorsqu'une impulsion est appliquée en entrée, Q_1 est porté à saturation et C_2 se décharge via Q_1 et D_2, tandis que C_3 ne peut se décharger à cause de D_1. Lorsque l'impulsion de commande disparaît, C_2 se charge via D_1 et R_3 et ajoute une charge élémentaire à C_3. Après chaque impulsion C_3 voit donc sa charge croître d'une quantité constante, jusqu'à ce que l'u.j.t. s'amorce et décharge C_3 totalement, ce qui permet de renouveler le cycle de charge pas à pas. La forme de l'impulsion d'entrée a peu d'influence sur le fonctionnement du circuit.

Le rapport diviseur de ce circuit est grossièrement égal à $C_2/(C_2 + C_3)$. Sa valeur est affectée par nombre de facteurs, y compris la fréquence de commande; aussi les valeurs de C_2 et C_3 doivent-elles être établies expérimentalement. Des rapports de l'ordre de 10 à 1 peuvent, avec une stabilité satisfaisante, être obtenus pour une plage assez grande de variation de la fréquence en entrée. On remarquera que le signal disponible sur C_3 est à haute impédance; on peut adjoindre à ce montage un étage émetteur suiveur à Darlington jouant le rôle de tampon entre C_3 et le circuit d'utilisation.

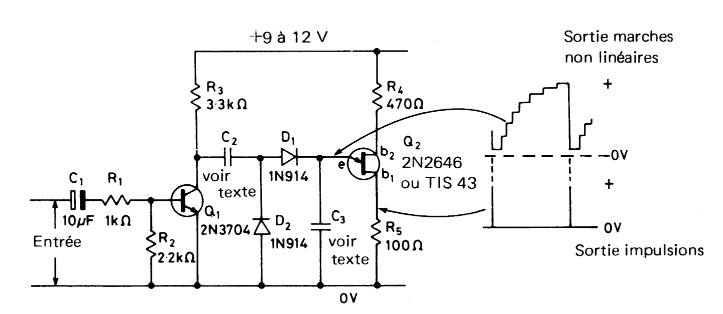


Fig. 5.9. Générateur non linéaire de marches, encore appelé pompe à diode

SYNTHÉTISEUR DIGITAL DE SINUSOIDE

On peut engendrer une sinusoïde grossière par échelons successifs, et lisser le signal obtenu au moyen d'un filtre qui « lamine » les discontinuités en coupant les hautes fréquences auxquelles elles correspondent. Cette méthode est illustrée par la figure 5.10.

Un signal d'horloge alimente l'entrée d'un compteur en anneau. Quatre des sorties du compteur sont additionnées au moyen d'un réseau sommateur à résistances, afin d'obtenir approximativement une sinusoïde. Ce signal est filtré par un réseau passe-bas élémentaire constitué d'une capacité C_1. La fréquence de la sinusoïde obtenue est le $1/10^e$ de la fréquence de commande du circuit; en conséquence, les harmoniques à considérer dans le signal de sortie sont les 9e, 11e, 18e, 21e etc; c'est-à-dire qu'ils sont facilement éli-

minés par la capacité de filtrage qui les « shunte » en sortie. On remarquera aussi cette sinusoïde ne contient pratiquement pas d'harmoniques pairs, puisqu'elle est engendrée digitalement. D'autre part, la qualité du signal obtenu est proportionnelle au nombre de pas utilisés pour engendrer la sinusoïde (réduction du taux d'harmoniques).

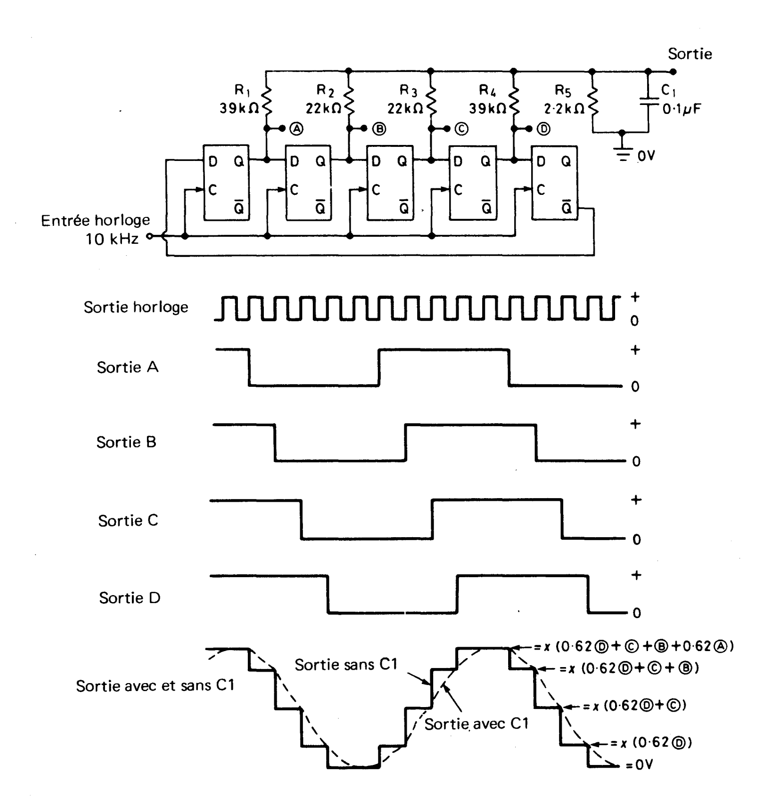


Fig. 5.10. Circuit de base et forme de signal du synthétiseur digital de signal sinusoïdal

La figure 5.11 montre un synthétiseur de signal sinusoïdal 1 kHz du même type, utilisant en circuit intégré COS MOS CD4018 monté en diviseur par n. Le transistor Q_1 est utilisé pour mettre en forme le signal de commande externe à 10 kHz de façon à piloter correctement le circuit intégré.

Le tableau de la figure 5.11 fait état des performances du synthétiseur, avec et sans capacité de filtrage.

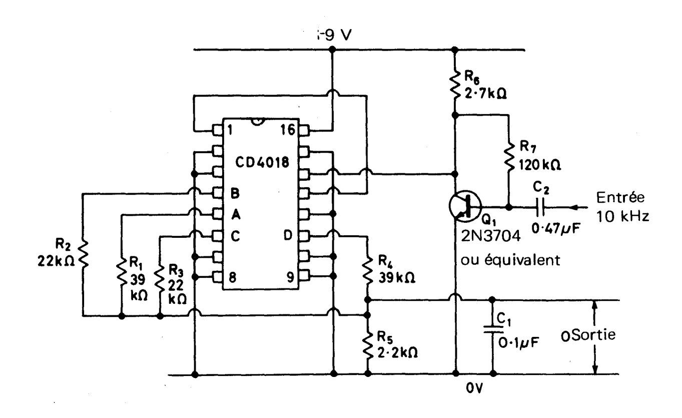
On remarquera qu'avec la capacité de filtrage C_1, le neuvième harmonique de la sinusoïde 1 kHz a une amplitude relative de –36 dB par rapport au fondamental. Le taux de distorsion harmonique totale est de 2 %. Si l'on remplace C_1 par un filtre du second ordre, les harmoniques sont « rejetés » à –65 dB par rapport au fondamental, le taux de distorsion harmonique étant alors de 0,1 %. Le circuit 5.11 est donc remarquablement utile si l'on veut obtenir une sinusoïde de bonne qualité, à fréquence fixe ou variable sur une faible plage.

GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX D'ALARME

Si l'on alimente un haut parleur au moyen d'un amplificateur piloté par un générateur basse fréquence, ce dernier étant déclenché par un dispositif sensible à un stimulus extérieur (chaleur, lumière, bruit), on réalise un système d'alarme simple. Ces circuits d'alarme émettent des signaux sonores très divers : sons continus ou discontinus, plus ou moins modulés ou « travaillés » tels ceux que répandent les sirènes de « Kojak ». Ce chapitre présente un certain nombre de circuits d'alarme, utilisant la plupart du temps des circuits logiques.

Deux circuits logiques particuliers font preuve en effet, de qualités qui les destinent à leur emploi dans les systèmes d'alarme. Il s'agit du CD4001 qui est une quadruple porte NOR à 2 entrées COS MOS et du NE555 que nous avons déjà rencontré.

L'intérêt du CD4001 est que ses quatre portes peuvent être reliées suivant des configurations très diverses permettant d'obtenir une grance variété de signaux; d'autre part, la consommation au repos de circuit est quasiment négligeable et son alimentation peut se faire sous une tension de 3 V à 15 V.



Harmonique (rang)	Fréquence	Amplitude (dB) Sans C1 (ref. 0,66 Veff)	Avec C1 (ref. 0,42 Veff)
1	1 kHz	0	0
3	3 kHz	–44	–51
5	5 kHz	–65	<–70
7	7 kHz	–50	<–70
9	9 kHz	–19	–36
11	11 kHz	–20.5	–40
13	13 kHz	–58	<–70
15	15 kHz	<–70	<–70
17	17 kHz	–57	<–70
19	19 kHz	–25	–49
21	21 kHz	–27	–51
23	23 kHz	–64	<–70
25	25 kHz	<–70	<–70
27	27 kHz	–63	<–70
29	29 kHz	–30	–57
31	31 kHz	–30	–58
33	33 kHz	<–70	<–70

Nota : Lorsque le signal de sortie est filtré par une cellule du second ordre, tous les harmoniques sont à moins de –65 dB par rapport au fondamental.

Fig. 5.11. Synthétiseur digital de signal sinusoïdal 1 kHz – Schéma et performances

Les figures 5.12 à 5.20 décrivent des systèmes d'alarme qui utilisent les qualités du CD4001.

Le montage 5.12 est un générateur 800 Hz. La moitié du CD4001 est utilisée; cette moitié fonctionne en multivibrateur déclenché. Le transistor Q_1 constitue un amplificateur tampon entre le générateur et le haut parleur. Le schéma est prévu pour que Q_1 ne soit pas alimenté lorsque le générateur est au repos; la consommation est donc limitée à 1 μA dans ce cas. L'alarme se déclenche en portant la broche 1 du circuit intégré au niveau logique 0; on peut la déclencher manuellement au moyen d'un interrupteur connecté entre la broche 1 et la masse, ou l'alimentation positive, comme le montrent les figures 5.12a et 5.12b.

Les circuits de la figure 5.13 (ainsi que ceux des figures 5.13 à 5.16) ne débitent que de faibles puissances; ils fonctionnent avec un haut-parleur d'impédance 3 Ω à 100 Ω, sous alimentation de 5 à 15 volts. On monte en série avec le haut-parleur une résistance R_x telle que (R_x + Résistance du haut-parleur) = 100 Ω environ, ce qui limite la dissipation du transistor Q_1 à une valeur acceptable. La puissance de sortie du circuit dépend de l'impédance du haut-parleur et de la tension d'alimentation utilisée; elle ne dépasse

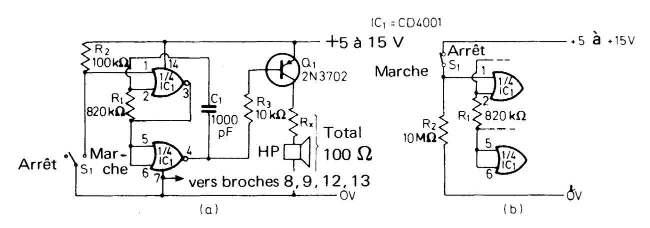


Fig. 5.12. Générateur de signal d'alarme 800 Hz; (a) à déclenchement par contact; (b) à déclenchement par coupure

pas le milliwatt. On verra plus loin comment l'on peut amplifier le signal utile jusqu'à atteindre 18 watts.

Le circuit 5.13 peut être modifié de façon à obtenir des fonctions variées. Le circuit 5.13 montre comment utiliser les deux portes non connectées du CD4001 pour obtenir des impulsions successives à 800 Hz. Les portes « droites » du circuit intégré sont montées en générateur astable 800 Hz (décrit précédemment) et les deux portes « gauches » fonctionnent en oscillateur à la fré-

quence de 6 Hz, bloquant et débloquant à ce rythme l'oscillateur 800 Hz. L'oscillateur 6 Hz est lui-même déclenché par S_1 (application d'un niveau logique 0).

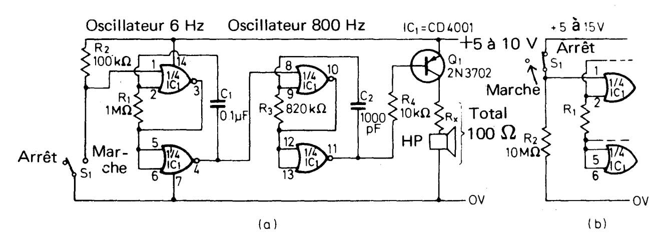


Fig. 5.13. Générateur d'alarme à tonalité pulsée; (a) à déclenchement par fermeture; (b) à déclenchement par coupure

La figure 5.14 montre comment le circuit 5.13 peut être modifié de façon à produire un signal d'alarme vobulé en fréquence. Ces deux circuits sont assez semblables mais, dans le cas du montage 5.14, l'oscillateur astable à 6 Hz est utilisé pour moduler la fréquence du multivibrateur 800 Hz au lieu de le déclencher périodiquement. On remarquera que les broches 1 et 8 des deux multivibrateurs astables sont connectées ensemble et qu'ils sont donc activés simultanément lorsqu'on ferme S_1 ou lorsqu'on applique un niveau logique 0 issu d'un circuit de commande.

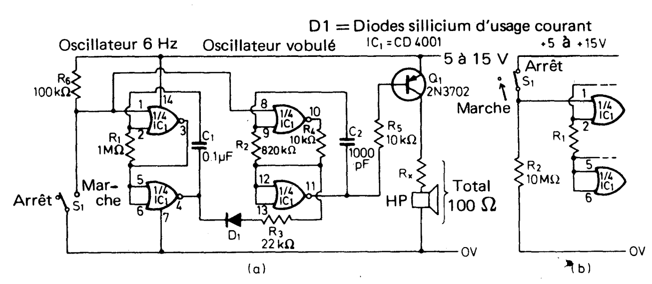


Fig. 5.14. Générateur de signal d'alarme vobulé; (a) à déclenchement par contact; (b) à déclenchement par coupure

Les circuits 5.12 et 5.14 ne sont pas auto-verouillables, ils ne continuent à émettre leur signal que pour autant que l'interrupteur S_1 reste fermé. Par contre, les circuits 5.15 et 5.16 sont auto-verrouillables, à savoir qu'ils peuvent fonctionner même lorsque S_1 est à nouveau ouvert.

Le circuit 5.15 est un générateur « un coup », c'est-à-dire qu'il émet un signal à 800 Hz pendant une durée prédéterminée, quelle que soit la position de S_1 après le déclenchement de l'oscillateur. Les deux portes de droite constituent l'oscillateur 800 Hz et celles de gauche le monostable de commande du multivibrateur 800 Hz. A la fin de la durée prédéterminée, l'alarme s'arrête.

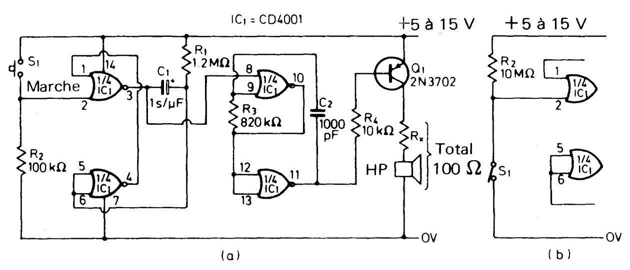


Fig. 5.15. Générateur de signal d'alarme à durée de fonctionnement limitée (a) déclenchement par fermeture; (b) déclenchement par coupure

Cette durée peut atteindre plusieurs minutes suivant la valeur de C_1; on obtient approximativement 1 seconde par μF de C_1. Le circuit 5.16 est réellement verrouillable; il s'agit d'une alarme 800 Hz. Les deux portes sur la parte gauche du schéma sont montées en multivibrateur bistable déclenché manuellement, tandis que les deux autres portes fonctionnent en oscillateur astable 800 Hz commandé par le bistable.

Le bistable est normalement au niveau haut, l'oscillateur astable est donc inhibé et l'ensemble du circuit ne consomme que quelques milliampères. Lorsqu'on actionne S_1 momentanément, un signal positif est appliqué sur la broche 2 du circuit intégré; le bistable change alors d'état et sa sortie se bloque au niveau bas et autorise le fonctionnement du multivibrateur astable. Une tonalité à 800 Hz est alors audible dans le haut-parleur. On ne peut arrêter l'émission de ce signal qu'en fermant le contact S_2 pendant un

court instant, et en suppriment le signal positif appliqué sur la broche 2. Le circuit retourne alors à l'état de repos.

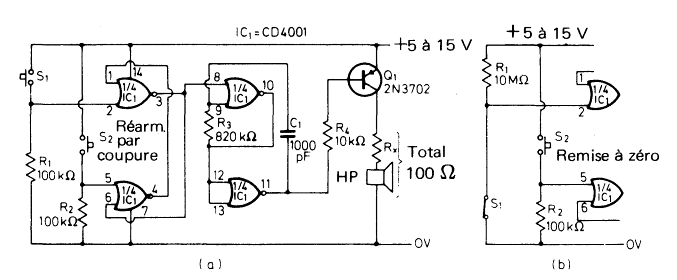


Fig. 5.16. Générateur de signal d'alarme à verrouillage – fréquence 800 Hz (a) déclenchement par fermeture (b) déclenchement par coupure

Les figures 5.13 à 5.16 ne fonctionnent qu'à faible puissance et ne délivrent que quelques milliwatts. On peut accroître la puissance disponible au moyen d'amplificateurs tels que celui de la figure 5.17a. La puissance de sortie dépend de l'alimentation positive et de l'impédance du haut-parleur; elle peut varier de 0,25 W (HP 25 Ω – alim 5 V) à 11,25 W (HP 5 Ω – alim 15 V). On peut atteindre 18 watts avec l'amplificateur de la figure 5.17b. Les circuits 5.12 à 5.16 sont alimentés en permanence et commandés par un rupteur ou une porte électronique appliquant un signal à une entrée prévue à cet effet. Dans certains cas, il peut être

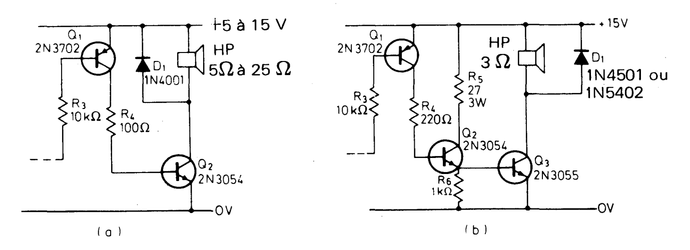


Fig. 5.17. Les niveaux de sortie des circuits 5.13 à 5.16 peuvent être accrus en utilisant (a) un amplificateur moyenne puissance (0,25 – 11,25 W); (b) un amplificateur de forte puissance (18 W)

préférable de n'alimenter le circuit que lorsque la fonction « alarme » doit être obtenue; l'étage d'entrée n'est plus nécessaire dans un tel cas.

Les figures 5.18 à 5.20 montrent comment les générateurs monofréquence, à découpage et vobulé peuvent être adaptés à cet emploi, chacun de ces montages délivrant 10 watts sur haut-parleur de 5 Ω, alimentation 12 V.

Le circuit 5.18 délivre un signal à fréquence fixe de 800 Hz, le circuit 5.19 un signal 800 Hz découpé, et le circuit 5.20 délivre un signal vobulé en fréquence de 450 Hz à 600 Hz à la fréquence de vobulation de 6 Hz.

En ce qui concerne le NE555, certaines de ses caractéristiques en font un circuit intéressant pour réaliser des générateurs de signaux d'alarme. Il peut en effet être alimenté sous des tensions variées, fonctionner en monostable ou en astable; sa période peut être déterminée ou modulée extérieurement au moyen d'une tension de commande; enfin il est capable de fournir quelques centaines

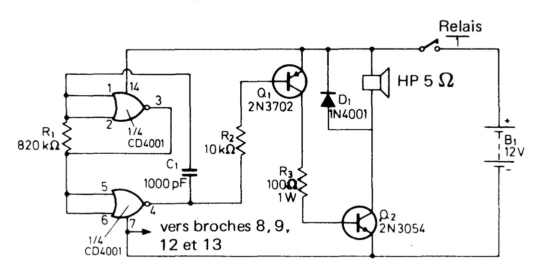


Fig. 5.18. Générateur de signal d'alarme à un seul ton, puissance 10 W

de milliwatts. Les figures 5.21 à 5.24 donnent quelques exemples de circuits d'alarme utilisant le NE555.

Tous ces circuits peuvent être alimentés sous une tension de 5 V à 15 V et peuvent débiter sur un haut-parleur d'impédance quelconque. On ajoute cependant une résistance butoir R_x lorsque l'impédance du haut-parleur est inférieure à 75 Ω, de façon à ce que l'impédance de charge totale ne tombe pas en-dessous de cette valeur. On limite ainsi les appels de courant de pointe à 200 mA pour ne pas épuiser le circuit intégré 555. On peut atteindre 750 mA avec un haut-parleur de 75 Ω et une alimentation 15 V.

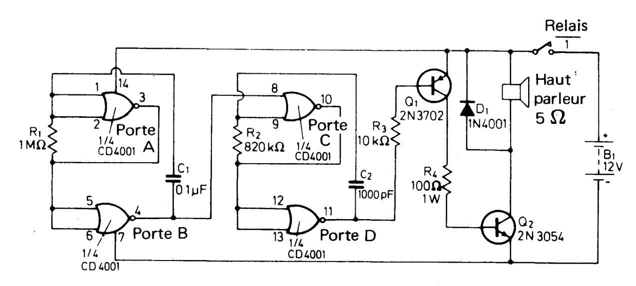


Fig. 5.19. Générateur de signal d'alarme 10 W pulsé

Le circuit 5.21 est un générateur de signal d'alarme à découpage (800 Hz). IC_1 est monté en oscillateur 800 Hz astable. IC_2 est un multivibrateur astable 1 Hz qui commande IC_1 au rythme d'une coupure par seconde.

Le circuit 5.22 délivre un signal d'alarme à 2 tons imitant

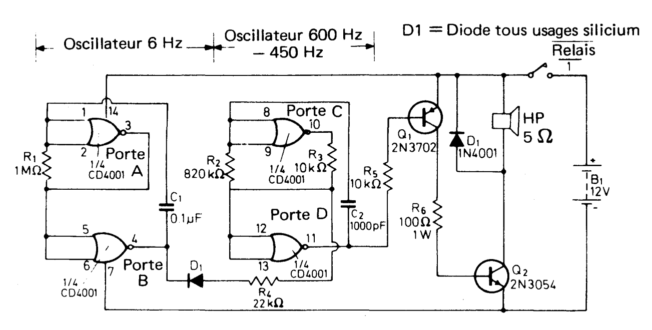


Fig. 5.20. Générateur de signal d'alarme à deux tons

l'avertisseur des voitures de police. IC_1 est monté en astable, IC_2 en multivibrateur 1 Hz et module en fréquence IC_1 via R_5. IC_1 délivre donc une sinusoïde de fréquence alternativement égale à 500 Hz et 440 Hz au rythme d'un cycle complet par seconde.

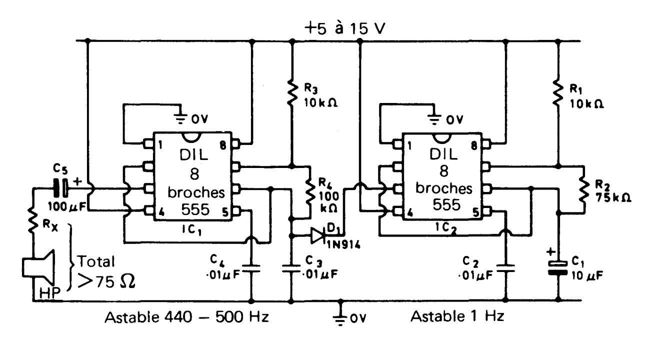


Fig. 5.21. Générateur de signal d'alarme pulsé, fréquence 800 Hz

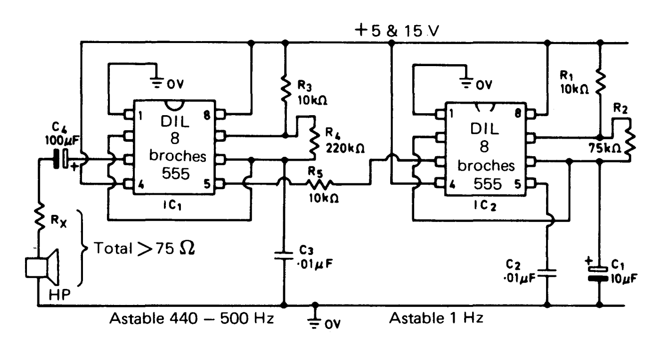


Fig. 5.22. Sirène de police à 2 tons

Le circuit 5.23 simule la sirène de style « Police américaine ». IC_2 est un multivibrateur astable de période 6 secondes. La rampe de pente faible disponible sur C_1 est fournie à un étage émetteur suiveur Q_1, et utilisée pour moduler la fréquence de IC_1 via R_6. La fréquence nominale délivrée par IC_1 est de 800 Hz. Le signal d'alarme croît donc en fréquence pendant trois secondes, puis décroît jusqu'à sa fréquence de départ pendant trois secondes, et ainsi de suite.

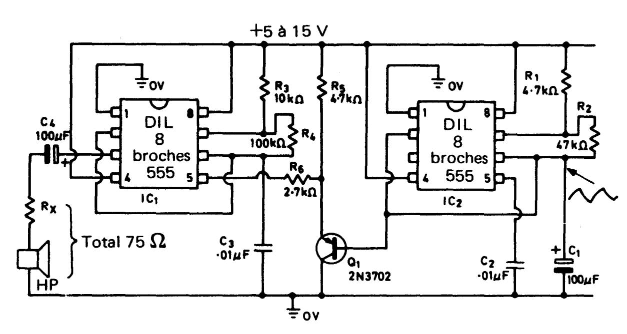


Fig. 5.23. Générateur de signal d'alarme simulant la sirène des voitures de police américaines

Le circuit 5.24 quant à lui – et pour clore ce chapitre – permet d'obtenir un signal modulé en rampe de fréquence périodique avec une interruption entre deux excursions. Le signal démarre à basse fréquence, celle-ci augmente pendant 1,15 seconde; puis le signal cesse pendant 0,35 seconde et recommance dans les mêmes conditions.

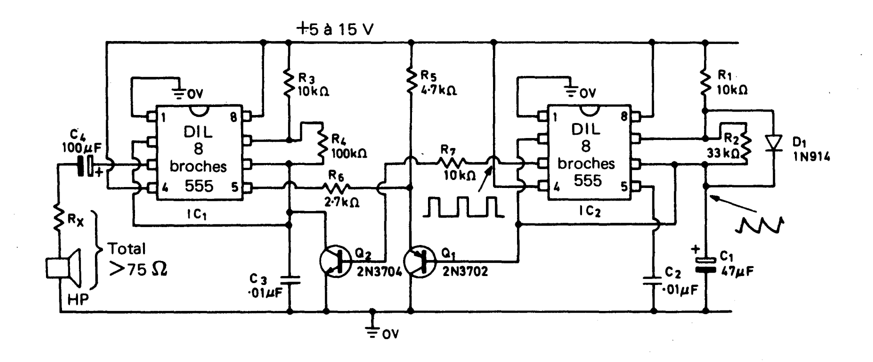


Fig. 5.24. Sirène à signal vobulé de style « science fiction »

IC_2 est un multivibrateur astable non symétrique; C_1 se charge via R_1 et D_1, puis se décharge via R_2, ce qui permet d'obtenir une dent de scie montant et descendant assez rapidement disponible aux bornes de C_1. Cette dent de scie est fournie à l'étage émetteur suiveur Q_1 et utilisée pour moduler la fréquence de IC_1 via R_6. Une élévation du potentiel de la broche 5 du circuit intégré provoque une décroissance de la fréquence de fonctionnement de IC_2, et réciproquement. La modulation en dent de scie appliquée à IC_1 provoque donc une montée en fréquence pendant le front descendant de la dent de scie et une chute rapide durant le front de montée raide de cette dernière. On utilise la broche 3 du circuit intégré pour bloquer le signal de sortie pendant cette phase, via l'étage émetteur commun Q_1. On n'entend donc que la partie « montante » du signal.

CHAPITRE VI

MODULATION DES SIGNAUX

Les signaux fournis par les générateurs que nous venons d'étudier peuvent être modulés de diverses façons, afin d'obtenir des effets spéciaux, en sonorisation par exemple, ou pour véhiculer de l'information. Les trois types de modulation le plus couramment employés sont la modulation d'amplitude (a.m), la modulation de fréquence (f.m) et la modulation par saut de fréquence (f.s.k.), mais il existe d'autres systèmes tels que la modulation de phase (p.s.k.), la modulation par coupure de porteuse, la modulation par balayage en fréquence. Ce dernier chapitre a pour but de passer en revue ces divers procédés ainsi que leur mise en œuvre.

MODULATION D'AMPLITUDE

On peut moduler un signal alternatif de fréquence donnée (porteuse) par un signal de fréquence nettement plus basse; c'est-à-dire que l'on fait varier l'amplitude de la porteuse en fonction de l'amplitude du signal de modulation. On effectue le produit des deux signaux, pour parler mathématiquement. On peut utiliser des diodes ou des transistors pour réaliser cette opération. Dans le cas d'un oscillateur à transistor, on commande la tension d'alimentation collecteur ou émetteur au moyen du signal modulant comme le montre la figure 6.1. Ce circuit est un oscillateur de battement, appelé couramment (b.f.o.) beat frequency oscillator, fonctionnant à la fréquence de 465 kHz. Le signal modulant est fourni à l'émetteur de Q_1 via la capacité C_2. La capacité de découplage C_1 présente une impédance faible à 465 kHz et une impédance élevée à la fréquence du signal modulant. T_1 est un transformateur F.I (fréquence intermédiaire) de type courant. On peut

obtenir avec ce dispositif un taux de modulation de 40 %; d'autres fréquences peuvent être utilisées à condition de changer de transformateur.

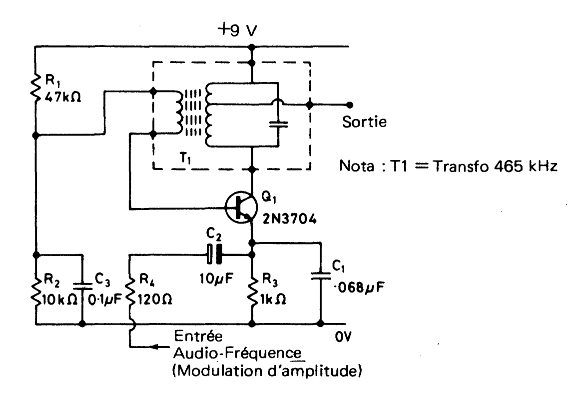


Fig. 6.1. BFO 465 kHz à modulation d'amplitude

Lorsque l'on module directement en amplitude un oscillateur, on ne peut éviter une certaine proportion de modulation de fréquence. Pour éviter ce fait, il faut moduler un étage amplificateur indépendant de l'oscillateur. On utilise des modulateurs équilibrés ou en anneau, à diodes; pour des fréquences porteuses inférieures à 50 MHz, on peut utiliser des circuits intégrés prévus pour cet emploi, tel que le multiplicateur analogue 4 quadrants SG3402.

Le protéiforme XR2206, circuit intégré générateur de signal, possède un multiplicateur 4 quadrants qui peut être utilisé pour obtenir un signal modulé en amplitude. La phase et l'amplitude du signal de sortie sur les bornes 2 et 3 peuvent être modulées en appliquant une tension variable sur la borne 1 du circuit 16 broches.

Le signal de sortie est nul lorsque la borne 1 est à la 1/2 tension d'alimentation et augmente lorsque la tension croît sur la borne 1. Si la borne 1 est mise à un potentiel inférieur à la 1/2 tension d'alimentation, le signal de sortie augmente également, mais sa phase est inversée. La figure 6.2 indique comment l'on peut complé-

ter le générateur de sinus XR2206 déjà décrit dans cet ouvrage, afin d'obtenir un signal sinusoïdal modulé en amplitude.

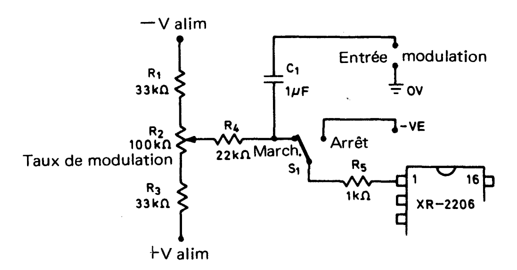


Fig. 6.2. Modulation d'amplitude de générateur sinus – triangle XR2206 vu précédemment

MODULATION DE FRÉQUENCE

On peut moduler en fréquence n'importe quel générateur de signal, en faisant varier au rythme du signal modulant le ou les paramètres fixant la constante de temps, donc la période du signal récurrent fourni par ce générateur. Un oscillateur L C peut être modulé facilement au moyen d'une diode varicap montée en parallèle et dont la tension de polarisation est commandée par le signal de modulation. Lorsqu'une telle diode est polarisée en inverse, elle présente une capacité élevée lorsque la tension de polarisation est faible et réciproquement. Toutes les diodes peuvent fonctionner en varicap, mais ces dernières sont réalisées spécialement en vue de cet usage.

La figure 6.3 montre l'utilisation d'une diode LN4001 montée en varicap, pour moduler en fréquence un b.f.o. 465 kHz. C_2 et la varicap sont en série, l'ensemble étant monté en parallèle sur le circuit accordé T_1 (on se rappelle que les capacités de découplage « relient » en alternatif le + et le 0 de l'alimentation par un court-circuit). La fréquence centrale du b.f.o. peut ainsi être modifiée en changeant la capacité de D_1 via C_3 et R_5. C_2 assure l'isolement Q_1 – D_1 en continu. T_1 peut être un transformateur FI de type quelconque.

On peut moduler en fréquence des générateurs à circuit RC de bien des façons. On peut contrôler la fréquence d'un multivibrateur astable au moyen d'une tension continue extérieure : on réalise ce qu'on appelle un v.c.o. (voltage controlled oscillator). Cette tension de commande peut être modulée par un signal alternatif, le multivibrateur délivre alors un signal modulé en fréquence. La figure 6.4 montre un exemple de générateur de ce type.

Les résistances R_3 et R_4 définissant partiellement les constantes de temps du multivibrateur ont leur partie supérieure reliée à un diviseur de potentiel monté en dérivation sur l'alimentation. En réglant R_5, on fait varier la fondamentale du multivibrateur dans un rapport de 2 à 1, de 20 kHz à 10 kHz, proportionnellement à la position du curseur de R_5. La fréquence est maximum lorsque le curseur est du côté alimentation. On peut obtenir une modulation en fréquence en appliquant le signal modulant au sommet

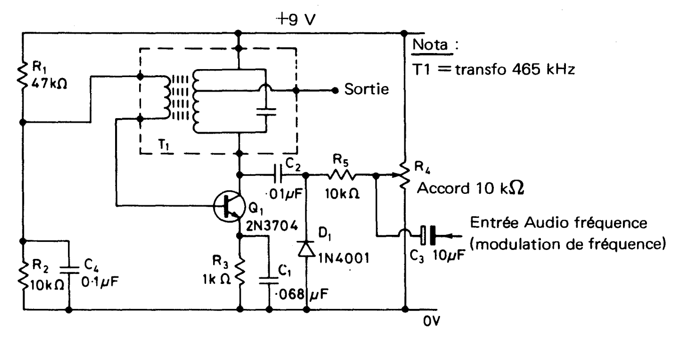


Fig. 6.3. BFO 465 kHz avec accord par varicap et modulation de fréquence

de R_3 et de R_4 via C_4. C_3 doit présenter une impédance faible pour la porteuse et forte pour le signal modulant.

Le générateur de signal XR2206 peut être modulé par balayage de fréquence, cette dernière étant en effet directement proportionnelle au débit (1 μA – 3 mA) des broches 7 et 8. Ces broches, servant à la fixation des constantes de temps du circuit, sont à basse impédance et présentent une polarisation de +3 V par rapport à la broche 12. On peut donc faire varier la fréquence

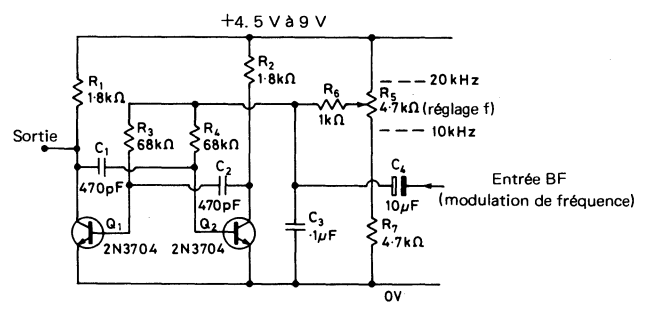


Fig. 6.4. Circuit astable à transistor à fréquence variable et à modulation de fréquence

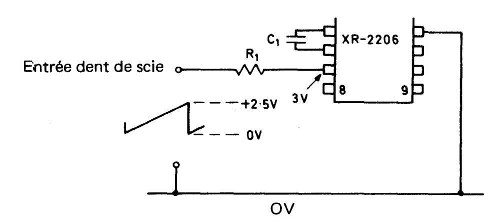


Fig. 6.5. Circuit pour moduler en rampe linéaire la fréquence du XR2206 avec un rapport f2/f1 = 6

de fonctionnement (a) en montant une résistance variable entre 7 ou 8, (b) en appliquant une tension variant entre 0 et +3 V entre 12 et 7 ou 8, au moyen d'une résistance de limitation de débit ou (c) en combinant ces deux techniques. Le procédé (b) est recommandé pour faire varier la fréquence linéairement au moyen d'une dent de scie, tandis que le procédé (c) convient bien pour réaliser une modulation de fréquence.

La figure 6.5 représente un montage dont la fréquence de fonctionnement peut varier de 1 à 6, sous contrôle d'une dent de scie qui commande l'excursion en fréquence d'un circuit XR2206. L'amplitude crête-crête de la dent de scie est de 2,5 V; cette dernière est appliquée en 12 et 7 du circuit intégré, avec une résistance R_1 en série pour limiter le débit. Lorsque la dent de scie est

à zéro, il apparaît une différence de potentiel de 3 V aux bornes de R_1 et la fréquence de fonctionnement est 1/RC comme on l'a vu lorsque le circuit intégré XR2206 est utilisé en oscillateur sinusoïdal à réglage par résistance. Lorsque la dent de scie atteint 2,5 V, une tension de 0,5 seulement est développée aux bornes de R_1 et le débit est de 1/6e de ce qu'il était précédemment, d'où une fréquence de 1/6 RC.

La fréquence de fonctionnement est ainsi déterminée par la valeur de R_1, celle de C_1 et la valeur instantanée du signal en dent de scie appliqué sur la broche 7 du circuit intégré. En théorie, on peut obtenir des fréquences dans le rapport de 1 à 1000 en appliquant cette technique.

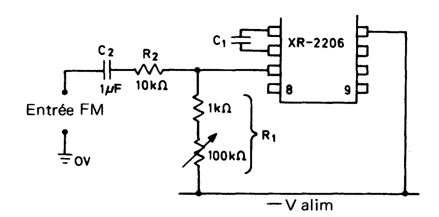


Fig. 6.6. Modulation en fréquence du XR2206

La figure 6.6 montre comment l'on peut moduler en fréquence de façon très simple le circuit XR2206. En l'absence de modulation, la fréquence est déterminée par le couple $R_1 - C_1$. Lorsque le signal modulant est appliqué au circuit, les débits provoqués par ce signal s'ajoutent au débit R_1, via R_2; la fréquence d'oscillation est donc modifiée. C_2 a pour rôle de bloquer une composante continue éventuelle qui risquerait de provoquer un décalage systématique de la fréquence centrale à laquelle oscille le circuit. Ce circuit présente cependant un inconvénient; pour une amplitude donnée du signal d'entrée, le taux de modulation varie suivant le réglage de la fréquence centrale; il s'agit bien entendu de potentiomètres montés sur le même axe.

Le circuit 555 peut de la même façon être modulé en fréquence, ou en position d'impulsion, en appliquant un signal adéquat à sa broche 5 via une capacité bloquant le continu comme le montre la figure 6.8a. Sur la figure 6.8b au contraire, on alimente en continu

la broche 5. La tension appliquée sur 5 a pour effet de modifier la largeur des créneaux « hauts » du signal délivré par le circuit, sans modifier la largeur des créneaux « à zéro ». On obtient ainsi une modulation de position des impulsions, et subsidiairement une modulation de fréquence. Les deux circuits de la figure 6.8 fonctionnent à une fréquence nominale de 1kHz avec les composants choisis.

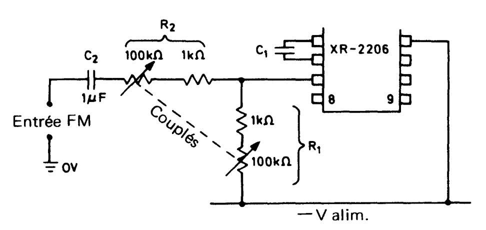


Fig. 6.7. Modulation de fréquence à excursion relative constante du circuit intégré XR2206

MODULATION PAR SAUT DE FRÉQUENCE

La modulation par saut de fréquence consiste à modifier de façon discontinue la fréquence d'un signal suivant l'information que l'on désire transmettre. Il suffit pour cela de commuter, mécaniquement ou électroniquement, deux réseaux qui prédéterminent la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur que l'on désire moduler. Le circuit XR2206 possède une borne prévue pour cet usage. La figure 6.9 montre comment réaliser un générateur sinusoïdal à double alimentation, qui délivre l'une ou l'autre de deux tonalités suivant que la tension appliquée sur la borne 9 du circuit est supérieure à 2 V ou inférieure à 1 V par rapport à l'alimentation négative. Les deux circuits déterminant la constante de temps sont constitués de la capacité C_1 et de deux résistance variables de 100 kΩ montées en série avec une résistance talon de 1 kΩ; le premier circuit est utilisé (borne 7) lorsque la borne 9 est « en l'air » ou à une tension supérieure à 2 V, le second est mis en service lorsque la borne 9 est reliée à l'alimentation négative ou mise à un potentiel au plus égal à 1 V, ces deux tensions étant

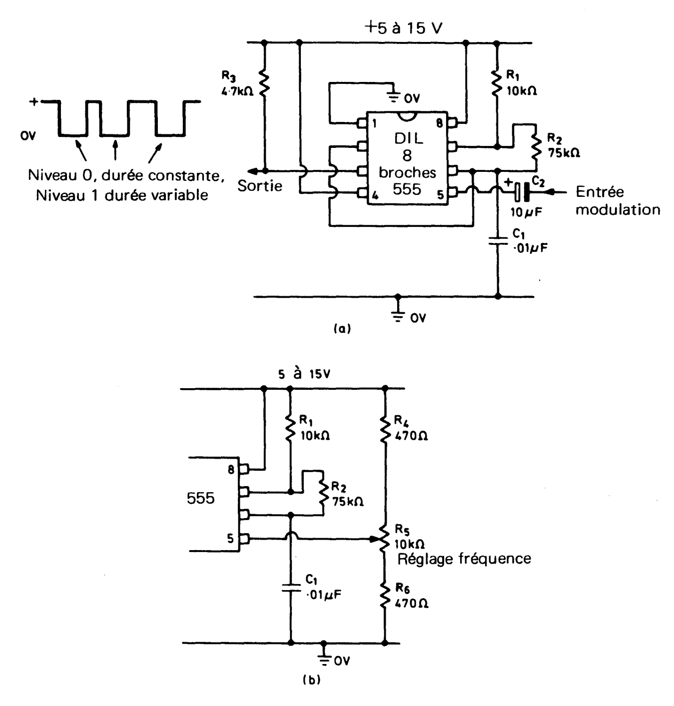


Fig. 6.8. Modulation en fréquence ou en position du circuit 555 utilisé en astable

prises par rapport à cette alimentation. On peut donc commander les sauts de fréquence du XR2206 au moyen d'un signal à deux niveaux appliqué entre la borne 9 et l'alimentation négative du montage 6.9.

Si l'on désire utiliser un signal de commande référencé à zéro volt, il faut adjoindre à ce montage un translateur de tension à trois transistors, comme le montre la figure 6.10. Lorsque l'entrée de ce circuit est à zéro volt, les trois transistors Q_1, Q_2, Q_3 sont coupés et la borne 9 du circuit XR2206 est effectivement en l'air; lorsque l'entrée est à niveau haut, les transistors Q_1, Q_2, Q_3 condui-

sent, et la borne 9 du circuit XR2206 est au potentiel de l'alimentation négative, puisque Q_3 est porté à saturation, son collecteur est donc quasiment au potentiel d'émetteur.

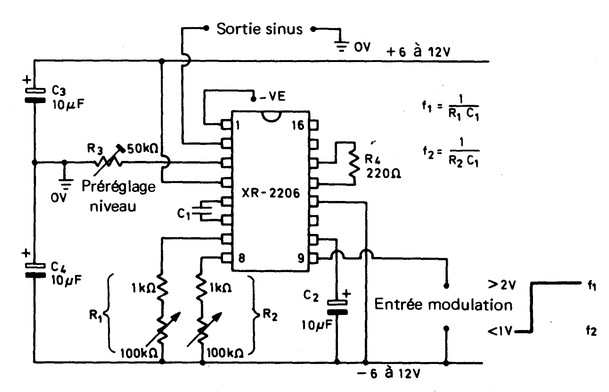


Fig. 6.9. Générateur à modulation FSK à double alimentation

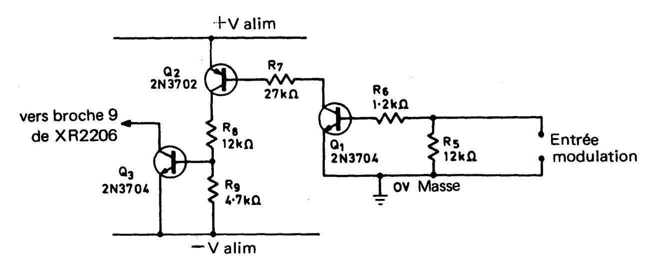
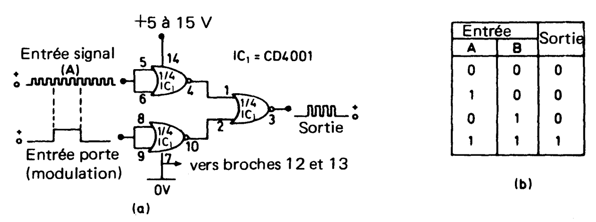


Fig. 6.10. Circuit translateur de tension permettant de référencer à la masse le signal de modulation FSK du circuit XR2206

MODULATION PAR COUPURE DE PORTEUSE

On peut dire que la modulation par coupure de porteuse est une modulation d'amplitude par tout ou rien. On obtient facile-

ment une telle modulation par coupure de l'alimentation d'un oscillateur, soit directement, soit par l'intermédiaire d'un transistor ballast. Les circuits multivibrateurs astables peuvent être « modulés » de cette façon au moyen d'une porte ET ou OU (ou NAND ou NI) faisant partie du boîtier utilisé; la figure 2.13a donne un exemple de modulation par tout ou rien. Certains circuits intégrés comme le 555, monté en astable, peuvent être commandés en tout ou rien en inhibant le rôle des composants qui déterminent leur constante de temps; les figures 2.19 et 2.20 montrent des exemples de ce mode de fonctionnement. On peut ainsi faire passer le signal issu d'un générateur dans une porte logique ou analogique commandée par le signal de modulation.



Entrée		Sortie
A	B	
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Fig. 6.11. Modulation par tout ou rien au moyen d'une porte (suppression de porteuse) (a) circuit; (b) table de vérité

La figure 6.11 montre comment réaliser une telle porte, ainsi que sa table de vérité. Il s'agit d'un montage digital utilisant un circuit intégré COS MOS. Le signal modulant est une suite de niveaux logiques prenant les valeurs « 1 » ou « O », c'est-à-dire la quasi totalité de la tension d'alimentation, ou une tension proche de zéro volt. Ce montage peut être alimenté sous une tension de 5 à 15 V, mais on doit s'assurer que les limites haute et basse du signal de commande ne soient pas respectivement supérieure à l'alimentation et inférieure à zéro.

Lorsque le signal de commande de la porte est à zéro, aucun signal de sortie n'est disponible; lorsqu'il est à 1, le signal d'entrée de la porte est transmis par celle-ci et disponible sur sa sortie. Ce circuit peut moduler par tout ou rien des impulsions ou du carré jusqu'à 2 mégahertz environ.

Les circuits COS MOS CD4016 ou CD4066 sont d'excellentes portes bilatérales quadruples qui permettent de résoudre avec fa-

cilité le problème de la modulation par coupure de porteuse. Les figures 6.12a et b en donnent le brochage, ainsi qu'un schéma de principe simplifié. Chaque porte est équivalente à une résistance série RS qui dépend de son état (ouverte ou fermée). Dans l'état passant, RS vaut une ou deux centaines d'homs; à l'état bloqué elle est quasiment infinie. Le circuit CD4066 offre des valeurs de RS plus faibles, à l'état passant, que celles du circuit 4016; ses performances en sont donc un peu meilleures. Ces portes sont bilatérales, c'est-à-dire qu'elles peuvent être utilisées dans les deux sens.

Lorsque la tension de commande d'une porte est au niveau 0, celle-ci est bloquée; lorsqu'elle est à 1, la porte est passante. Le signal utile transitant par la porte ne doit pas présenter d'amplitudes maximum excédant les limites supérieures et inférieures de l'alimentation de la porte; le signal serait en effet écrêté et le fonctionnement de la porte ne serait plus linéaire.

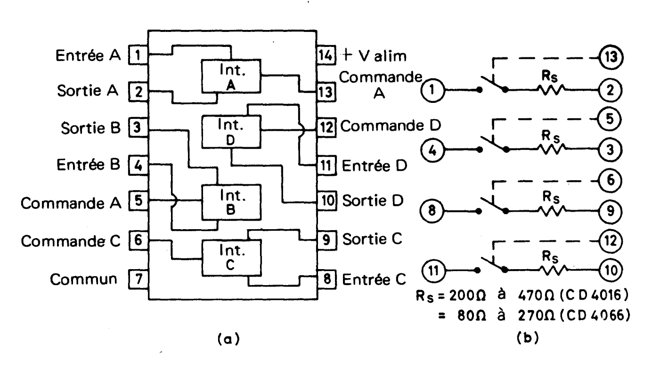


Fig. 6.12. Quadruple interrupteur réversible CD 4016 et CD 4066 : (a) Brochage; (b) circuit équivalent (simplifié)

Les quatre portes contenues dans un CD4016 (ou CD4066) peuvent être utilisées indépendamment, en série ou en parallèle. Lorsqu'elles ne sont pas utilisées au sein d'un montage, toutes les bornes (entrée, sortie, commande) doivent être reliées à la borne 7 (Vss) du circuit.

La figure 6.13 montre comment utiliser les circuits CD4016 ou CD4066 en système de modulation par tout ou rien. L'alimentation est double; de ±2,5 V à ±7,5 V; on n'utilise qu'une seule

des quatre portes du circuit intégré. Les portes non utilisées sont connectées à la borne 7. L'entrée et la sortie de la porte sont reliées à la masse via les résistances R_1 et R_2; le signal de commande prend des valeurs proches de celles de l'alimentation. La figure 6.14 donne une version de ce montage fonctionnant avec une seule alimentation, de 5 V à 15 V. On remarquera que les entrées et sorties sont référencées à la 1/2 tension d'alimentation, au moyen des diviseurs de potentiel $R_1 - R_2$ et $R_3 - R_4$; cela permet d'obtenir une excursion de tension symétrique aussi bien en entrée qu'en sortie et d'éviter tout écrêtage du signal utile, ainsi qu'une dérive continue du signal pendant les sauts de commutation.

On remarquera aussi que les circuits 6.13 et 6.14 peuvent contrôler des signaux dont les fréquences s'étendent de 20 Hz à 1 MHz. Au-dessus de cette valeur, l'effet capacitif de la porte se fait sentir entre l'entrée et la sortie; il faut câbler 2 portes en cascade pour « monter » à 10 MHz environ.

Disons pour terminer que les montages 6.13 et 6.14 sont parfaitement adaptés à la modulation par tout ou rien des générateurs

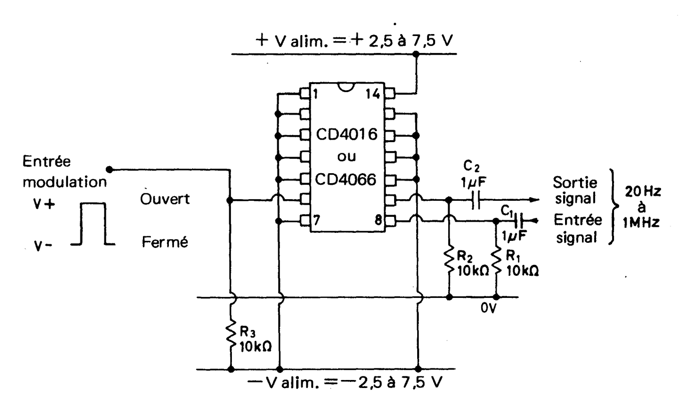


Fig. 6.13. Modulateur à coupure de porteuse à alimentation double

d'effets spéciaux : orgues électriques, sirènes etc... Les circuits de modulation d'amplitude et de modulation de fréquence vus dans

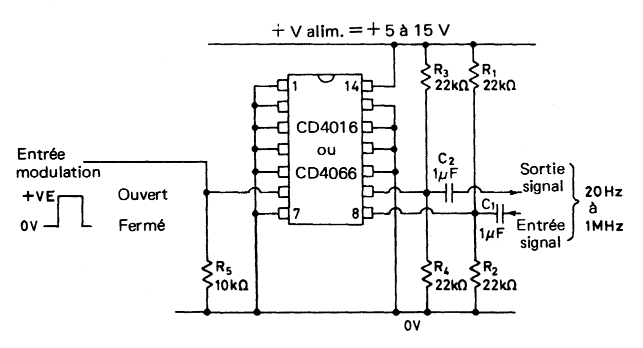


Fig. 6.14. Modulateur à coupure de porteuse à une seule alimentation

ce chapitre permettent de réaliser respectivement les fonctions trémolo et vibrato des synthétiseurs de fréquences utilisés en musique moderne.

ANNEXE I

CARACTÉRISTIQUES DES SEMI-CONDUCTEURS

La plupart des semi-conducteurs auxquels il est fait référence dans cet ouvrage sont de type courant et largement répandus sur le marché.

Les transistors 2N3702, 2N3704 et 2N3904 sont des semi-conducteurs au silicium à usage général. Ils peuvent être remplacés la plupart du temps par d'autres transistors équivalents pourvu que leur h_{FE} soit supérieur à 100. Le 2N3702 est un transistor pnp, les 2N3704 et 3904 sont des transistors npn.

Les caractéristiques de tous les semi-conducteurs de cet ouvrage sont données dans la présente annexe.

Le circuit XR2206 est le moins courant des circuits intégrés vus dans ce livre; on peut en lire les principales caractéristiques ci-après.

LE CIRCUIT XR2206

Ce circuit est fabriqué par Exar Integrated Systems Inc.; c'est un générateur de fonctions monolithique, il est prévu pour fournir de la sinusoïde, du carré, du triangle, des rampes et des signaux impulsionnels d'excellente qualité à des fréquences de quelques fractions de hertz jusqu'à plusieurs centaines de kilohertzs, avec un minimum de composants « périphériques ». La fréquence peut varier dans un rapport de 2000 à 1 au moyen d'une commande par tension variable ou résistance variable. Ce circuit est prévu pour être modulé en amplitude ou en fréquence, ainsi qu'en phase ou par saut de fréquence.

Le boîtier du circuit XR2206 est un DIL 16 broches (Dual in line, 2 rangées de 8 broches). Le XR2206 peut être alimenté sous une tension de 10 à 26 volts (alimentation simple) ou sous tension de ±5 V à 13 V (alimentation double). Le taux de distorsion harmonique du signal sinusoïdal, sans compensation extérieure, est de 2,5 %; avec une compensation au moyen de composants externes, on peut réduire ce taux à 0,5 %; l'amplitude du signal est de 2 Veff sur 600 Ω d'impédance de sortie. La stabilité en fréquence de ce circuit est remarque : 2.10^{-5} Hz par °C, et 0,01 % par volt de variation de l'alimentation.

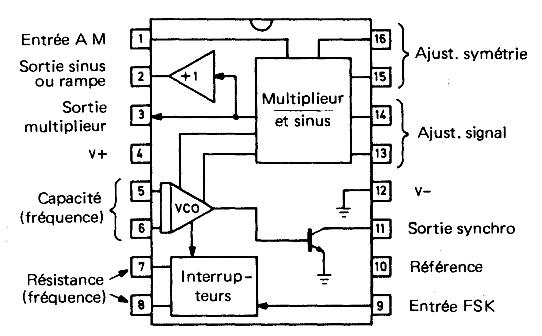


Fig. 7.1. Schéma fonctionnel et brochage (vu de dessus) du générateur de fonction intégré XR2206

La figure 7.1 représente l'organisation interne ainsi que les connexions du circuit XR2206, dont l'élément essentiel est un v.c.o. (oscillateur dont la fréquence est fixée par une tension de commande) contrôlé par deux portes. La capacité déterminant pour partie la constante de temps du circuit doit être connectée entre les broches 5 et 6; elle peut valoir de 1000 pF à 100 μF. La résistance déterminant le débit de charge de la capacité peut être montée entre l'alimentation négative et la broche 7 ou la broche 8; cette résistance peut valoir 1 kΩ à 2 MΩ.

La fréquence de fonctionnement du circuit est ainsi donnée par fo = 1/RC (Hz) et peut être modifiée en agissant sur R ou sur C. Des valeurs de R variant entre 4 kΩ et 200 kΩ assurent une bonne stabilité thermique et une bonne qualité du signal sinusoïdal délivré.

La broche 7 et la broche 8 sont choisies en fonction de la tension appliquée sur la broche 9, destinée à obtenir une modulation par saut de fréquence. Lorsque le potentiel de 9 est indéterminé ou

supérieur à 2 V, la broche 7 est opérationnelle; si le potentiel de la broche 9 est à moins de 1 volt, la broche 8 est opérationnelle, l'entrée 7 étant inhibée. On peut ainsi obtenir un signal à 2 tons en commandant, via l'entrée 9, la fréquence d'oscillation du circuit, déterminée alternativement par l'une et l'autre des résistances connectés en 7 et 8.

La partie v.c.o. du circuit intégré produit simultanément des signaux de deux formes différentes. L'un est une rampe linéaire qui alimente un multiplicateur et un circuit de mise en forme « sinus »; l'autre est un signal rectangulaire disponible sur la borne 11 en sortie à « collecteur ouvert ». La capacité C_1 se charge linéairement à courant constant, le débit étant déterminé par la résistance connectée en 7 et 8. Pendant cette phase, on obtient une rampe montante et un créneau « haut » en sortie du v.c.o., jusqu'à atteindre une tension de seuil pour laquelle le créneau tombe au niveau bas, tandis que la capacité C_1 se décharge, fournissant ainsi une rampe descendante. On atteint alors une deuxième tension de seuil pour laquelle la situation initiale se reproduit, rampe montante et créneau haut et ainsi de suite.

On obtient un signal symétrique si la même résistance est utilisée pour la charge et la décharge de la capacité C_1. Au contraire, si l'on connecte la sortie 9 à l'entrée 11 du circuit (modulation f.s.k.), les résistances montées en 7 et 8 seront alternativement mises en circuit à chaque demi alternance, on obtiendra ainsi de la dent de scie et du signal rectangulaire.

La partie v.c.o. du circuit intégré est en fait un multivibrateur commandé en courant, les débits étant fixés par les résistances connectées en 7 et 8 et l'alimentation négative, ou par des tensions appliquées sur ces entrées via des résistances appropriées. On peut donc facilement moduler en fréquence le v.c.o.

Le signal « rampe » du v.c.o. est fourni à une section multiplieur et mise en forme sinus. Cette section fonctionne en amplificateur différentiel à commande de gain, à sortie haute impédance sur 3 et à sortie « tamponée » (étage de gain 1) sur 2. Lorsque 13 et 14 sont « en l'air », on obtient une rampe sur les sorties 2 et 3. Avec une résistance de quelques centaines d'ohms entre 13 et 14, on « rogne » la partie supérieure de la rampe fournie par le v.c.o., et l'on obtient une arche de sinusoïde sur 2 et 3; après compensation, la distorsion peut en être limitée à 0,5 %.

Le gain et le déphasage du multiplieur peuvent être modifiés au moyen d'une polarisation ou d'un signal appliqué sur l'entrée 1

du circuit; on obtient une modulation du niveau de sortie en fonction du niveau appliqué sur l'entrée 1 par rapport à la 1/2 tension d'alimentation. Pour les valeurs supérieures le gain varie de 0 à 1 et pour les valeurs inférieures de 0 à −1; on peut ainsi moduler en amplitude ou en phase le signal de sortie du v.c.o.

La sortie à haute impédance 3 du XR2206 est reliée à l'entrée de l'étage tampon dont la sortie est en 2 (basse impédance). En montant un circuit à impédance variable entre la sortie 3 et la masse, on peut donc faire varier le niveau de la sortie 2, ou le moduler par tout ou rien, ou le découper en impulsions.

Notons enfin que le niveau continu sur la sortie 2 est à peu près le même que la tension de polarisation continue sur 3. On peut donc translater le niveau continu de la sortie 2 en agissant sur le niveau continu de l'entrée 3. On respecte en général le principe de la 1/2 tension d'alimentation, ce qui veut dire que l'on est à zéro dans le cas d'une alimentation double.

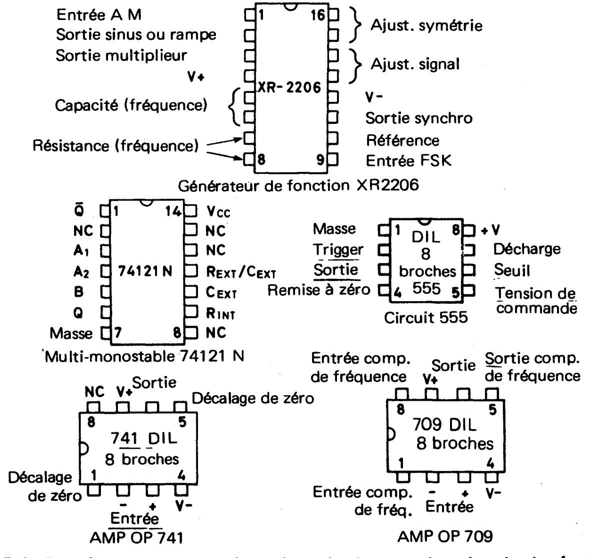


Fig. 7.2. Brochage et connections (vus de dessus) des circuits intégrés autres que COS MOS

14 13 12 11 10 9 8
Vue de dessus
1 2 3 4 5 6 7
Valable pour CD4001 CD4016 CD4066 CD4093

Boîtier 14 broches DIL

16 15 14 13 12 11 10 9
Vue de dessus
1 2 3 4 5 6 7 8
Valable pour CD 4018

Boîtier 16 broches DIL

V+ 14, 0V 7

Brochage de la quadruple porte NOR à double entrée CD4001

Entrée A 1, Sortie A 2, Sortie B 3, Entrée B 4, Commande B 5, Commande C 6, Commun 7
14 + V alim., 13 Comm A, 12 Comm D, 11 Entrée D, 10 Sortie D, 9 Sortie C, 8 Entrée C

Brochage des interrupteurs quadruples réversibles C44016 et CD4066

V+ 14, 0V 7

Brochage de la quadruple porte NAND à 2 entrées CD4093

Inhibition '1' '2' '3' '4' '5' V+
2 3 7 9 12 16
Preset 10, Horloge 14, Entrée 1, Reset 15
CD4018
5 $\bar{Q}_1$, 4 $\bar{Q}_2$, 6 $\bar{Q}_3$, 11 $\bar{Q}_4$, 13 $\bar{Q}_5$ — Sorties tamponnées
8 0V

Brochage du diviseur par n CD4018

Fig. 7.3 Brochage et connexions (vus de dessus) des circuits intégrés COS MOS

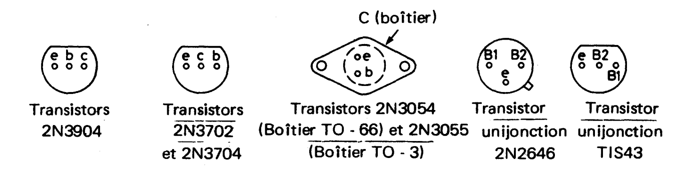


Fig. 7.4. Brochage des transistors

ANNEXE II

ABAQUES

Pour conclure cet ouvrage, on donne ci-après un certain nombre d'abaques dont voici le mode d'emploi :

FIGURE 8.1 FRÉQUENCE – PÉRIODE – LONGUEUR D'ONDE

On peut lire sur une même horizontale les valeurs associées de la fréquence, la période et la longueur d'onde (hertzienne) d'un signal. Une table donne les unités utilisées en fonction de l'ordre des grandeurs considérées.

Exemple : 20 MHz correspond à 50 nanosecondes et un λ de 15 mètres. L'abaque 8.1 couvre une gamme de 1 millihertz à 1000 Gigahertz.

FIGURE 8.2 et 8.3 RÉALISATION D'UN PONT DOUBLE-T SYMÉTRIQUE, OU D'UN PONT DE WIEN

Deux abaques sont présentés, qui doivent être utilisés ensemble. Ils permettent de choisir les valeurs R et C d'un pont double-T symétrique (fig. 1.3 et 1.4) ou d'un pont de Wien (fig. 1.5 à 1.9) de fréquence définie, et réciproquement, la fréquence en fonction des valeurs R-C choisies.

L'abaque 8.2 permet de dégrossir le problème, tandis que l'abaque 8.3 permet de préciser les valeurs approximatives trouvées en 8.2.

On utilise ces abaques avec une règle transparente s'appuyant sur 2 valeurs R, C, F et donnant ainsi la 3ème par alignement.

Exemple sur l'abaque 8.2 – Choisissant 1 kHz comme pivot de la règle, on explore la gamme des valeurs de R à l'intérieur des limites spécifiées et l'on choisit C par alignement : par exemple C = 0,01 µF et R ≏ 15 kΩ.

Sur l'abaque 8.3, on place la règle sur le pivot « 10 » (correspondant à 1 kΩ) de l'échelle des fréquences et sur la valeur 10 (0,01 µF) de l'échelle des capacités; on relève 1,59 (15,9 kΩ) sur l'échelle des résistances, à l'intersection de la règle et de cette échelle. Toutes les valeurs de l'abaque 8.3 sont définies à un facteur 10^p près (p entier positif ou négatif).

ABAQUES 8.4 ET 8.5 – CHOIX D'UN CIRCUIT LC

Deux abaques permettent de choisir les valeurs L et C d'un circuit accordé sur une fréquence donnée et, réciproquement, de déterminer la fréquence d'accord d'un circuit de valeurs L et C connues. Comme précédemment, le premier abaque permet de dégrossir le problème, le second de préciser les valeurs numériques. Cet abaque s'exploite au moyen d'une règle, de préférence transparente, par alignement des valeurs sur les 3 axes L, C, F.

Exemple : Quelle est la fréquence d'accord d'un circuit pour lequel L = 200 µF et C = 100 pF.

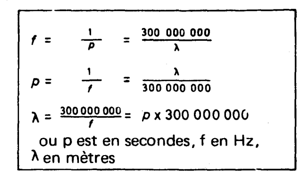
Sur l'abaque 8.4, on aligne 2 (200 µH) et 1 (100 pF), et l'on obtient 11,25/3,57 sur l'échelle F; c'est donc 1,125 MHz qu'il faut lire, en fonction du premier abaque. Remarquons, une fois de plus, que toutes les valeurs données sur l'abaque 8.5 sont valables à 10^p près (p entier positif ou négatif).

ABAQUE 8.6. CHOIX DES COMPOSANTS POUR LA RÉALISATION DES MULTIVIBRATEURS ASTABLES SYMÉTRIQUES (FIG. 2.4 à 2.7)

On utilise cet abaque, comme les précédents, par alignement de deux paramètres, ce qui fournit la valeur du troisième.

Exemple : Soit à réaliser un multivibrateur astable de fréquence 2 kHz. Si la résistance R est limitée à la gamme 10 kΩ à 100 kΩ et si l'on désire une capacité qui soit une puissance fractionnaire de 10, on trouve C = 0,01 µF et R = 36 kΩ (environ).

p	f	λ
Secondes	mHz	METRES x 10^9
ms	Hz	METRES x 10^6
μs	kHz	METRES x 10^3
ns	MHz	METRES
ps	GHz	mm



$$f = \frac{1}{p} = \frac{300\ 000\ 000}{\lambda}$$

$$p = \frac{1}{f} = \frac{\lambda}{300\ 000\ 000}$$

$$\lambda = \frac{300\,000\,000}{f} = p \times 300\ 000\ 000$$

ou p est en secondes, f en Hz, λ en mètres

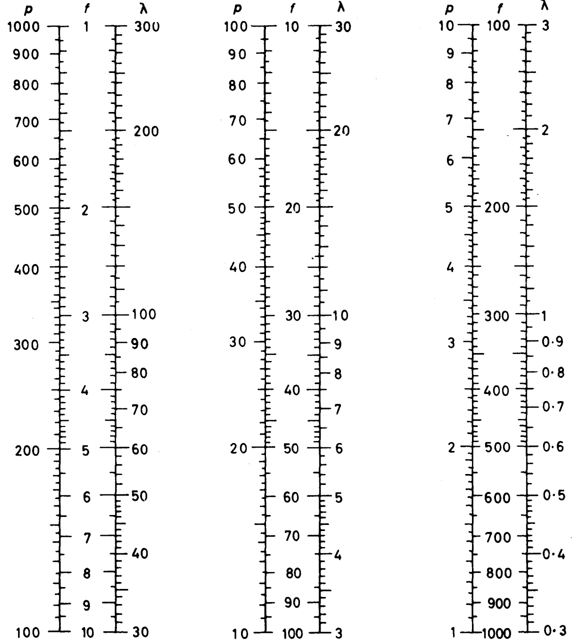


Fig. 8.1. Abaque Fréquence-Période – Longueur d'onde

ABAQUE 8.7 CHOIX DES COMPOSANTS POUR LA RÉALISATION DES MULTIVIBRATEURS MONOSTABLES A TRANSISTORS.

On utilise cet abaque pour déterminer le circuit de constante de temps des monostables (fig. 2.21 et 2.22). On lit la valeur d'un

paramètre sur son échelle par intersection / alignement avec les deux autres.

Exemple : Si l'on désire des impulsions de 100 µs, avec une résistance comprise entre 10 kΩ et 100 kΩ, en association avec une capacité qui soit une puissance fractionnaire de 10, on « pivote » autour de 100 µs en balayant l'échelle R de 10 kΩ à 100 kΩ : on obtient C = 0,01 µF, R ± 14 kΩ.

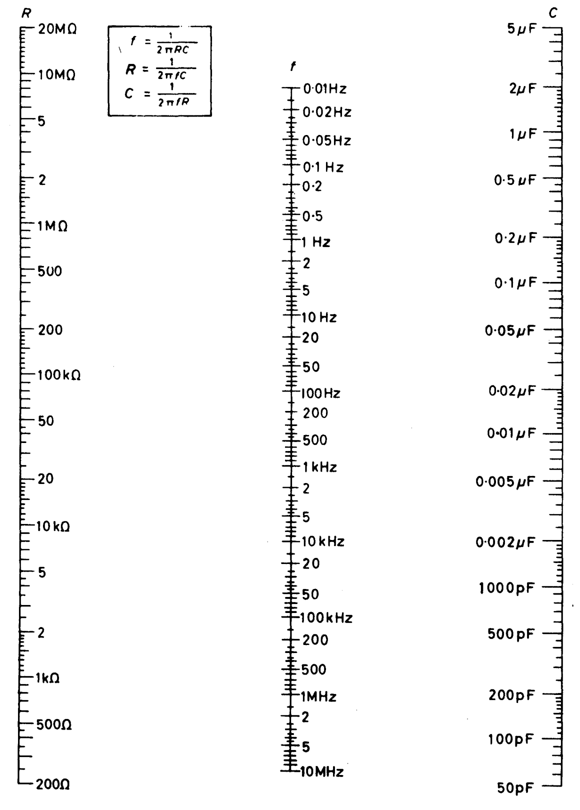


Fig. 8.2. Abaque de sélection des composants du double T symétrique ou du pont de Wien à utiliser avec 8.3. pour plus de précision

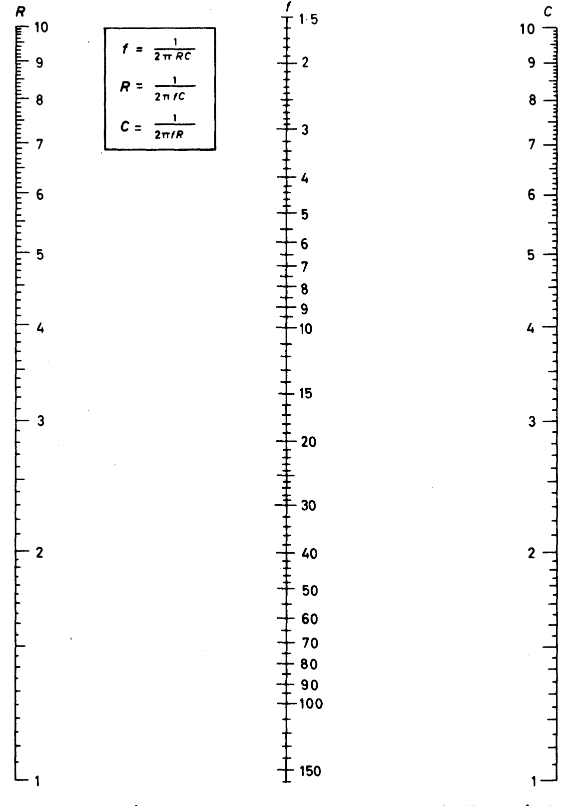


Fig. 8.3. Abaque de sélection des composants du double T symétrique ou du pont de Wien avec échelle agrandie, à utiliser avec 8.2.; les valeurs peuvent être multipliées ou divisées par 10^P

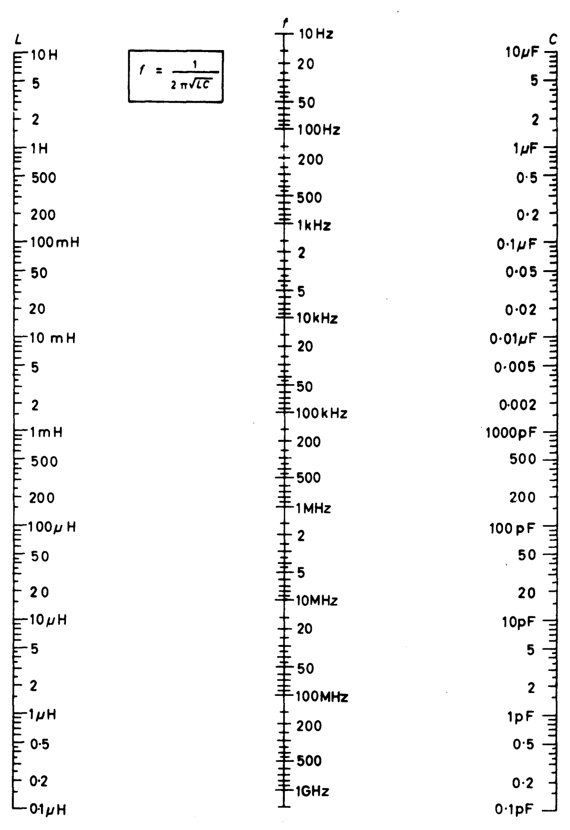


Fig. 8.4. Abaque de choix des composants d'un circuit LC, à utiliser avec 8.5. pour plus de précision

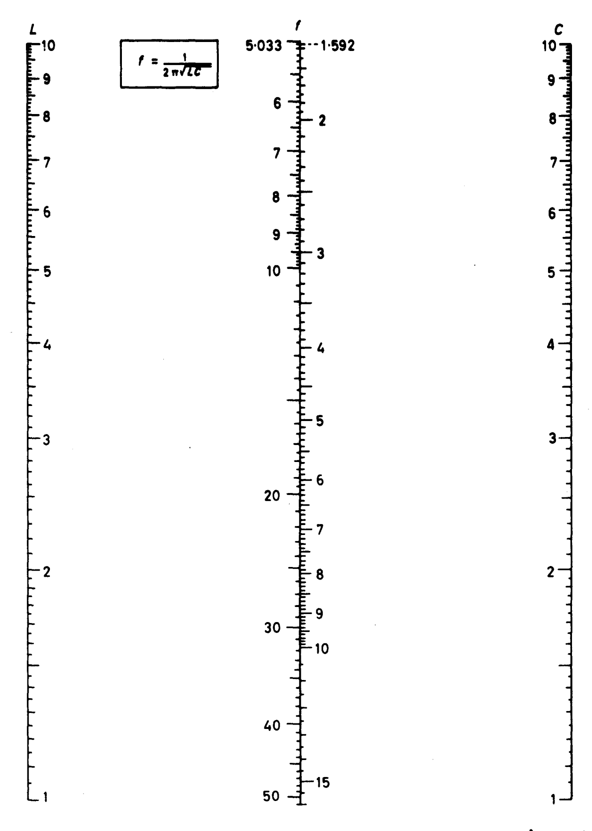


Fig. 8.5. Abaque de choix des composants d'un circuit LC, à utiliser avec 8.4. Les valeurs peuvent être multipliées ou divisées par 10^p

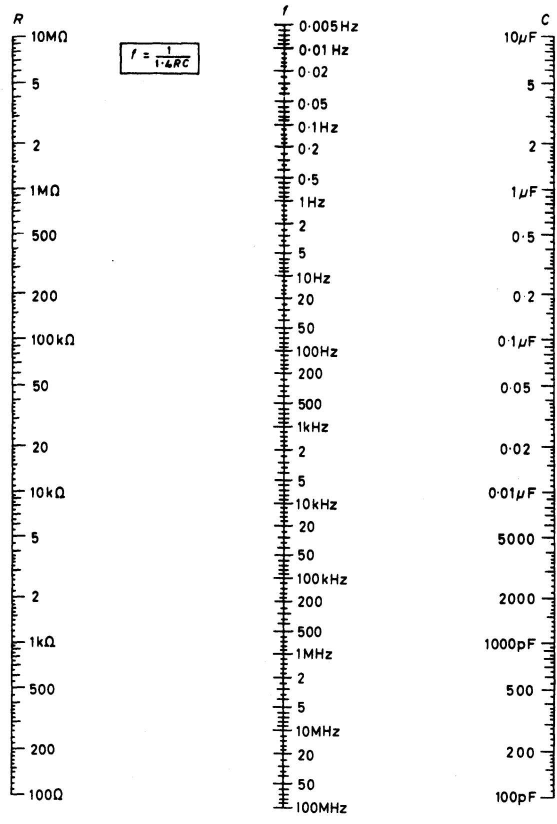


Fig. 8.6. Abaque de choix des composants pour les multivibrateurs astables à transistor

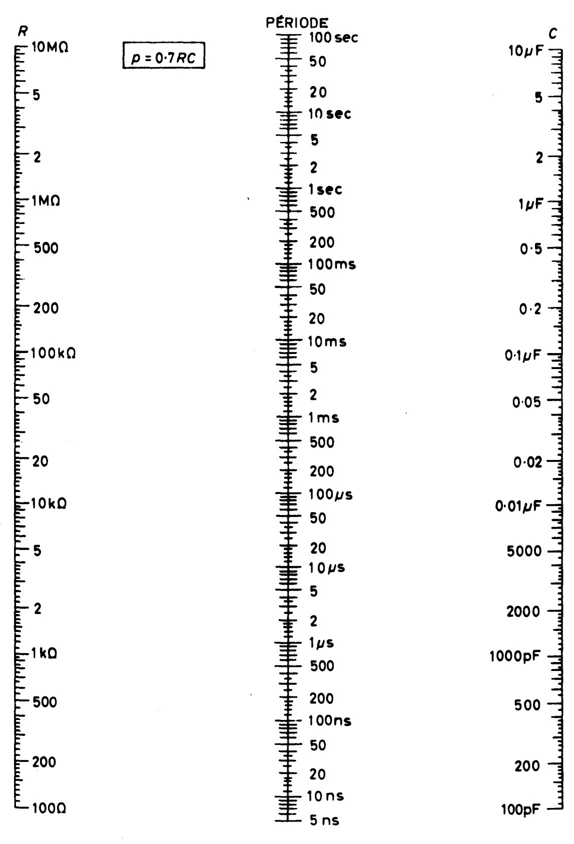


Fig. 8.7. Abaque de choix des composants pour les multivibrateurs monostables à transistor

INDEX ALPHABÉTIQUE

G

M

O

P

R

3401 - Imprimerie Bayeusaine
6, rue Royale, 14401 Bayeux
Dépôt légal n° 4014 - 1er trimestre 1980
n° d'éditeur : 3527
Imprimé en France

ÉDITIONS EYROLLES

COLWELL - **Etude et réalisation d'ensembles électroniques** - 112 p., 1978 (série Manuel de l'amateur électronicien)

GRAHAM - **Réalisation de circuits électroniques simples** - 120 p., 1978 (série Manuel de l'amateur électronicien)

HUGHES & COLWELL - **Réalisation de circuits imprimés** - 96 p., 1978 (série Manuel de l'amateur électronicien)

LOVEDAY - **Le dépannage des circuits électroniques** - 192 p., 1979

MONTI - **Mémentos d'électroniques et de radiotechnique** -
Tome I : Tubes électroniques - 72 p., 1974
Tome II : Semi conducteurs - 100 p., 1978
Tome III : Alimentations - 60 p., 1976
Tome IV : Electro-acoustique - 94 p., 1977
Tome VI : Propagations et antennes - 70 p., 1975

PIRAUX - **Dictionnaire des termes relatifs à l'électronique, l'électrotechnique et aux applications connexes.**
— Anglais-Français - 400 p., 1978
— Français-Anglais - 208 p., 1978
— Allemand-Français - 272 p., 1978

ÉDITIONS EYROLLES

N° 9469